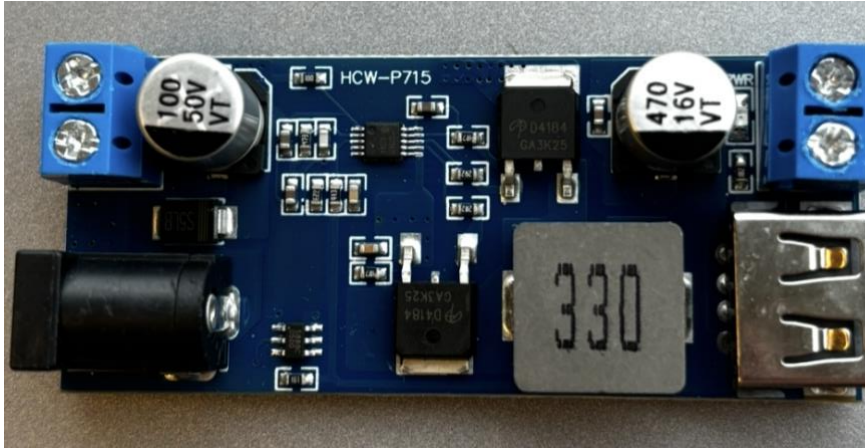




CHALMERS



Analys och implementering av EMI-reducerande tekniker i DC/DC-omvandlare

Examensarbete inom Höskoleingenjörsprogrammet Elektroteknik

KEVIN BÄLTER

INSTITUTIONEN FÖR RYMD-, GEO- OCH MILJÖVETENSKAP

CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, 2025
www.chalmers.se

Examensarbete 2025

Analys och implementering av EMI-reducerande tekniker i DC/DC-omvandlare

KEVIN BÄLTER



CHALMERS

Institutionen för rymd-, geo- och miljövetenskap
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige 2025

Analys och implementering av EMI-reducerande tekniker i DC/DC-omvandlare

© Kevin Bälter 2025.

Handledare: Erica Jonsson, EMC Services AB

Examinator: Arto Heikkilä, Institutionen för rymd-, geo- och miljövetenskap

Examensarbete.

Institutionen för rymd-, geo- och miljövetenskap

Chalmers Tekniska Högskola

SE-412 96 Göteborg

Telefon: + 46 31 772 1000

Omslag: Bild på DC-DC omvandlaren HCW P715

Skrivet i Microsoft Word

Abstract

As electronic systems become increasingly compact and efficient, the demands on electromagnetic compatibility (EMC) continue to rise. DC-DC converters are a common source of electromagnetic interference (EMI) in many applications, particularly in automotive and industrial environments. This study aims to analyze and implement techniques to reduce conducted EMI in a buck converter. While the requirements defined in the CISPR 25 standard serve as a reference, meeting the standard was not an explicit objective of this work.

Through simulations in LTspice and practical measurements in an EMC chamber, several filtering solutions were evaluated, including π -filters, common-mode (CM) and differential-mode (DM) filters, as well as complementary techniques such as RC filters, ferrite beads, and increased input capacitance. The results show that the π -filter provided the most consistent attenuation across a wide frequency range (150 kHz–80 MHz), while the CM filter performed better at higher frequencies. The best overall EMI performance was achieved using a combination of a π -filter, increased input capacitance (320 μ F), and a ferrite bead. The study also demonstrates that filter placement, grounding quality, and parasitic characteristics of components significantly affect performance. Finally, suggestions for further improvement are discussed, including the implementation of spread spectrum techniques and alternative CM filter designs to achieve improved low-frequency suppression.

The report is written in Swedish.

Keywords: Filter, EMI, EMC, Buck converter, DC-DC converter

Analys och implementering av EMI-reducerande tekniker i DC/DC-omvandlare

KEVIN BÄLTER

Institutionen för rymd-, geo- och miljövetenskap

Chalmers Tekniska Högskola

Sammanfattning

I takt med att elektroniska system blir alltmer kompakt, integrerade och effektiva ökar kraven på elektromagnetisk kompatibilitet (EMC). DC-DC-omvandlare är en vanlig källa till elektromagnetiska störningar (EMI) i många applikationer, särskilt i fordon och industriella miljöer. Denna studie syftar till att analysera och implementera tekniker för att reducera ledningsbunden EMI i en buck-omvandlare. Arbetet utgår från kraven i standarden CISPR 25 som en riktlinje, men att uppfylla standarden har inte varit ett formellt mål med studien.

Genom simuleringar i LTspice och praktiska mätningar i EMC-kammare testades flera filtreringslösningar, däribland π -filter, CM- och DM-filter, samt komplement som RC-filter, ferritpärlor och större ingångskapacitans. Resultaten visade att π -filtret gav den mest konsekventa dämpningen över ett brett frekvensområde (150 kHz–80 MHz), medan CM-filtret presterade bättre vid högre frekvenser. Den lösning som uppnådde bäst total EMI-prestanda var en kombination av π -filter, utökad ingångskapacitans (320 μ F) och ferritpärla.

Studien visar även att filterplacering, jordkontakt och komponenternas parasitära egenskaper påverkar resultatet avsevärt. Slutligen diskuteras förbättringsförslag, däribland användning av spread spectrum-teknik och vidare dimensionering av CM-filter för att uppnå ännu bättre dämpning vid lägre frekvenser.

Nyckelord: Filter, EMI, EMC, Buck omvandlare, DC-DC omvandlare.

Förord

Detta arbete har utförts som ett examensarbete inom högskoleingenjörsprogrammet i elektroteknik vid Chalmers tekniska högskola. Examensarbetet har genomförts både på plats hos EMC Services AB och på distans.

Jag vill rikta ett stort tack till min handledare Erica Jonsson på EMC Services för all värdefull hjälp med mätningar, teknisk rådgivning och sitt kunnande. Jag vill även tacka övriga medarbetare på EMC Services för ert stöd i tekniska frågor och er hjälp i mätkammaren.

Slutligen vill jag tacka min examinator Arto Heikkilä för hans stöd under arbetets gång, och för att han tagit sig tid att svara på frågor och vägleda mig genom processen.

Kevin Bälter, Göteborg, augusti 2025

Akronymer

CM: Common mode

DM: Differential mode

DUT: Device under test (testobjekt)

EMC: Elektromagnetisk kompatibilitet

EMI: Elektromagnetisk störning

FFT: Fast fourier transform

LISN: Line impedance stabilization network

MOSFET: Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

PCB: Printed circuit board

VNA: Vector network analyzer

Innehållsförteckning

Figurer	ix
Tabeller	xi
1. Inledning	1
1.1 Bakgrund & Problemformulering	1
1.2 Syfte och mål	1
1.3 Avgränsningar	2
1.4 Teknisk specifikation – HCW P715	2
2. Teori	3
2.1 Principer och funktion hos en DC-DC-omvandlare	3
2.2 Elektromagnetiska störningar	4
2.3 Metoder för att minska EMI i DC-DC-omvandlare	5
2.4 Common mode choke	6
2.5 Spread-Spectrum Teknik	7
2.6 Skärmning	8
2.7 Ferritpärlor	9
2.8 PCB & layout	10
3. Metod	13
3.1 Mätning av ledningsbunden EMI enligt CISPR 25	13
3.2 Resultat från EMI-mätning av omvandlare enligt CISPR 25	14
3.3 Omvandlarens inimpedans & stabilitet	19
3.4 Filterdesign:	20
3.5 Simulering i LTspice:	27
3.6 Implementering av filter samt mätning av verkningsgrad	32
4. Resultat	35
4.1 Resultat av implementerade EMI-reducerande tekniker	35
4.2 Prestanda och verkningsgrad	42
5. Diskussion & analys av resultat	43
5.1 Resultatdiskussion	43
5.2 Miljöpåverkan och etiska aspekter	46
6. Slutsats	47
7. Referenser	49
Bilagor	I
Bilaga A – Matlabkod och mätdata	I
Bilaga B - Frekvensdomänanalys i LTspice med FFT	VII
Bilaga C - EMI resultat för övriga laster	IX
Bilaga D – Verkningsgrad för övriga laster	XVII

Figurer

2.1. Kretsschema på en DC-DC omvandlaren	4
2.2. Bild på en common-mode-choke	6
2.3. Visualisering av spread spectrum-teknik	7
2.4. Översikt av Buck-omvandlarens PCB med markerad komponentplacering	10
2.5. Strömloop för omvandlaren i PÅ-läge	11
2.6. Strömloop för omvandlaren i AV-läge	11
2.7. Skillnaden i area mellan de två huvudströmlooparna	11
3.1. Baslinjemätning av ledningsbunden EMI på minussidan mot 70 Ω last	15
3.2. Baslinjemätning av ledningsbunden EMI på plussidan mot 70 Ω last	15
3.3. Baslinjemätning av ledningsbunden EMI på minussidan mot 47 Ω last	16
3.4. Baslinjemätning av ledningsbunden EMI på plussidan mot 47 Ω last	16
3.5. Baslinjemätning av ledningsbunden EMI på minussidan mot 5 Ω last	17
3.6. Baslinjemätning av ledningsbunden EMI på plussidan mot 5 Ω last	17
3.7. Mätuppställning med buck-omvandlare ansluten till LISN och last	18
3.8. Omvandlarens inimpedans över 150 kHz–108 MHz	19
3.9. Blockschema över mätuppställning med LISN och EMI-filter	20
3.10. Kretsschema för π -filter mellan LISN och omvandlarens ingång	21
3.11. Common mode- och differential-mode-störningar över 150 kHz–108 MHz	22
3.12. Kretsschema för CM-filter efter LISN vid omvandlarens ingång	23
3.13. Kretsschema för DM-filter efter LISN vid omvandlarens ingång	24
3.14. π -filter utan dämpande resistor med fasvinkel och amplitud	26
3.15. π -filter med dämpande resistor	26
3.16. Oscilloskopbild av DC-DC-omvandlarens switchfrekvens	27
3.17. Kretsmodell med LISN, π -filter och DC-DC-omvandlare	28
3.18. FFT-analys av DC-DC-omvandlare utan filter med EMI-pikar vid 220 kHz	29
3.19. FFT-analys av π -filter med dämpning på plus- och minussida och EMI-pikar	29
3.20. LTspice-simulering med ingångskondensator på 100 μF	30
3.21. LTspice-simulering med ingångskondensator på 320 μF	30
3.22. Kretsschema för RC-filter mellan LISN och omvandlarens ingång	32
3.23. π -filter på plus- och minusledare mellan LISN och omvandlarens ingång, jordad till kopparbänk	33
4.1. Emissionsnivåer på minussidan med π -filter mot 47 Ω last	35
4.2. Emissionsnivåer på plussidan med π -filter mot 47 Ω last	36
4.3. Emissionsnivåer på minussidan med π -filter med dämpande resistor	37
4.4. Emissionsnivåer på plussidan med π -filter med dämpande resistor	37
4.5. Emissionsnivåer på minussidan med π -filter och 320 μF ingångskondensator	38
4.6. Emissionsnivåer på plussidan med π -filter och 320 μF ingångskondensator	38
4.7. Emissionsnivåer på minussidan med π -filter, 320 μF ingångskondensator och ferritpärla	39
4.8. Emissionsnivåer på plussidan med π -filter, 320 μF ingångskondensator och ferritpärla	39
4.9. Emissionsnivåer på minussidan med π -filter med dämpande resistor och RC-filter	40
4.10. Emissionsnivåer på plussidan med π -filter med dämpande resistor och RC-filter	40
4.11. Emissionsnivåer på minussidan med CM- och DM-filter	41
4.12. Emissionsnivåer på plussidan med CM- och DM-filter	41

Tabeller

4.1. Prestanda och verkningsgrad

42

1. Inledning

1.1 Bakgrund & Problemformulering

I dagens samhälle är vi omgivna av elektriska och elektroniska produkter som alla måste samexistera utan att störa varandras funktion. Elektromagnetiska störningar (EMI), kan orsaka stora problem – från försämrad radiomottagning till allvarliga störningar i kritiska system inom exempelvis sjukvård och flyg. För att undvika detta finns EMC-krav (elektromagnetisk kompatibilitet) som säkerställer att produkter både kan tåla viss störnivå och inte själva genererar för mycket störningar.

En vanlig källa till EMI är switchade strömförsörjningar, såsom DC-DC-omvandlare, som används i allt från konsumentelektronik till fordon och industriella system. Trots sin effektivitet kan dessa omvandlare orsaka störningar som gör att produkten inte klarar EMC-tester enligt gällande standarder, som till exempel CISPR 25. Därför är det viktigt att förstå var störningarna uppstår och hur de kan minskas – utan att försämra omvandlarens prestanda.

1.2 Syfte och mål

Detta examensarbete fokuserar på att undersöka och minska de elektromagnetiska störningarna i en DC-DC-nedspänningsomvandlare, genom teoretisk analys, simuleringar och praktiska mätningar. Arbetet syftar till att identifiera effektiva EMI-reducerande tekniker och utvärdera hur dessa påverkar både störningsnivåer och omvandlarens prestanda.

Målen med detta examensarbete är:

- Teoretisk analys: Förstå principerna bakom DC-DC omvandlare samt hur EMI uppstår
- Simulering: Designa och simulera en DC-DC omvandlare i LTspice
- Implementera EMI-reducerande tekniker på omvandlaren

- Testning: Utföra EMC-tester i en EMC-kammare för ledningsbunden emission.
- Jämförelse: Analysera och jämföra resultaten från den modifierade omvandlaren med den kommersiella omvandlaren.

1.3 Avgränsningar

- Mätningar görs endast på en belastningsnivå (12 V).
- Jämförelse av resultat görs endast med avseende på den ledningsbundna emissionen.
- Prestandan utvärderas enbart baserat på omvandlarens verkningsgrad.

1.4 Teknisk specifikation – Spänningsomvandlare HCW P715

- **Inspänning:** 9V till 36V DC
- **Ingångar:** DC-kontakt (2.1×5.5 mm) och ARK-skruvplint
- **Utpänning: ~ gångar:** USB typ A och ARK-skruvplint
- **Indikator:** Strömindikator-LED
- **Skydd:** Diod för omvänd polaritetsskydd
- **Utgångsström (beroende på inspänning):** 9-24V: 6A / 30W
- **Modell:** HCW P715
- **Mått:** 63.5 × 27.3 × 15 mm

2. Teori

2.1 Principer och funktion hos en DC-DC-omvandlare

En DC-DC-omvandlare är en elektrisk krets som omvandlar en likspänningsnivå till en annan. Det finns tre grundläggande typer: buck (step-down), boost (step-up) och buck-boost.

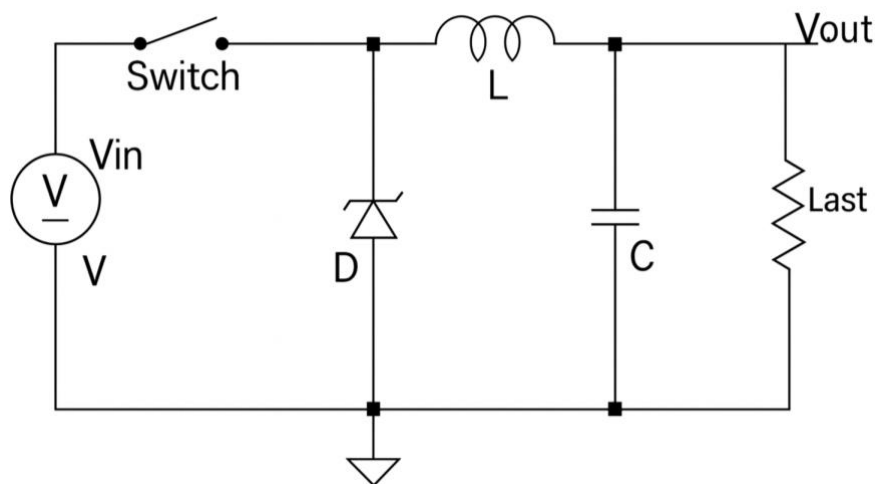
- En boost-omvandlare höjer spänningen från en lägre till en högre nivå.
- En buck-omvandlare sänker spänningen från en högre till en lägre nivå.
- En buck-boost-omvandlare kan antingen höja eller sänka spänningen.

I en buck-omvandlare reduceras ingångsspänningen från en spänningskälla till en lägre utgångsspänning [1]. I figur 2.1 nedan visas ett kretsschema på en DC-DC-omvandlare. I kretsen används en transistor, vanligtvis en MOSFET, som fungerar som en elektronisk strömbrytare. Den styrs genom att växelvis slås på och av i snabb följd, vilket genererar en pulsbreddsmodulerad signal. Förhållandet mellan den tid som transistorn är aktiv och den totala periodtiden benämns duty cycle [2].

När transistorn är påslagen leds ström genom spolen, vilket gör att strömmen ökar och energi lagras i spolens magnetfält. När transistorn stängs av försöker induktorn behålla strömflödet genom att frigöra den lagrade energin. Energin leds då vidare till lasten via en diod, som fungerar som en alternativ strömbana när transistorn är öppen. På detta sätt säkerställs ett jämnt och kontinuerligt strömflöde i kretsen.

För att stabilisera spänningen på utgångssidan används en kondensator, som fungerar som ett energilager. Till skillnad från induktorn, som vill hålla strömmen konstant, strävar kondensatorn efter att hålla spänningen konstant.

Under de perioder då transistorn är avstängd, laddar kondensatorn ur och förser lasten med energi, vilket bidrar till att jämna ut spänningsvariationer vid utgången. Genom att reglera transistorns duty cycle kan man därmed modulera utgångsspänningen [3].



Figur 2.1: Kretsschema på en DC-DC omvandlare.

2.2 Elektromagnetiska störningar

Elektromagnetisk interferens (EMI) är oönskade störningar i elektroniska system som uppstår till följd av elektromagnetiska fält som genereras av elektriska komponenter och ledare.

EMI sprids huvudsakligen på två sätt: genom strålad och ledningsbunden emission.

Ledningsbunden EMI fortplantas via ledningar och kan störa andra kretsar genom gemensamma matningslinjer. Strålad EMI sprids däremot som elektromagnetiska vågor, vilka uppstår vid snabba förändringar i ström och spänning i kretsen och sprids genom luften.

I kraftomvandlare uppstår EMI framför allt vid de snabba växlingarna mellan transistorernas på- och avlägen, så kallade switchövergångar. Dessa övergångar ger upphov till kraftiga variationer i både ström- och spänningsnivåer.

De störningar som uppstår kan spridas antingen som differential (DM) eller common mode (CM) störningar. Det är främst transistorns switchning, ingångskondensatorn samt spolen som orsakar de DM-störningar som uppstår mellan in- och utgångssidan [4].

CM-störningar fortplantas parallellt mellan in- och utgång och orsakas främst av asymmetrisk layout i omvandlaren samt av parasitkapacitanser.

2.3 Metoder för att minska EMI i DC-DC-omvandlare

För att reducera EMI i DC-DC-omvandlare finns flera designstrategier och tekniker som kan tillämpas. Nedan presenteras några av dessa, varav vissa kommer att behandlas mer ingående senare i avsnittet.

2.3.1 Optimerad layout och jordplan

En korrekt PCB-layout är avgörande för att minimera EMI. Man kan effektivt begränsa ledningsbundna och utstrålade störningar genom att reducera slinginduktans i kraft- och jordplan, samt optimera placeringen av komponenter [5].

2.3.2 Snubberkretsar

Snubberkretsar används för att dämpa överskottsenergi och minimera ringning vid switchning [6].

2.3.3 Användning av filter

För att minska ledningsbunden EMI används ofta lågpasfilter, såsom LC- och π -filter, för att dämpa högfrekvent brus. Ferritpärlor kan också användas för att minska högfrekventa störningar [7].

2.3.4 Skärmning

Genom att kapsla in komponenter som avger elektromagnetisk strålning, exempelvis en induktor, med ett metallhölje kan man skärma av de störningar som annars skulle spridas till omgivande komponenter och samtidigt minska risken för cross-talk. [2].

2.3.5 Spread-Spectrum Teknik

Genom att sprida switchningsfrekvensen över ett bredare frekvensområde kan man minska EMI-toppvärden och därmed förbättra systemets elektromagnetiska kompatibilitet [5].

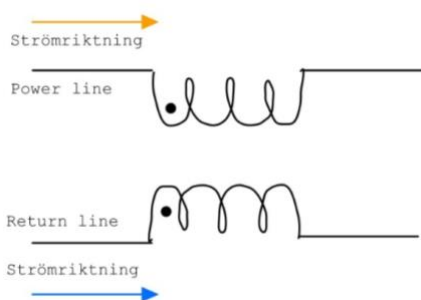
2.4 Common-mode-choke

För att förstå funktionen hos en common-mode-choke är det nödvändigt att först gå tillbaka till de grundläggande principerna för induktorer. En induktor är en passiv komponent som består av en elektriskt ledande tråd, vanligtvis lindad runt en magnetisk kärna. När en ström passerar genom ledaren genereras ett magnetfält, och induktorn lagrar energi i detta fält. En central egenskap hos induktorer är deras motstånd mot snabba förändringar i ström. Detta beskrivs av Lenz lag, som säger att den inducerade spänningen i en slinga alltid verkar mot den förändring i ström som orsakade den. Om strömmen genom en induktor minskar, genererar den en spänning som försöker bibehålla strömflödet, om strömmen ökar, induceras en spänning i motsatt riktning för att motverka förändringen. Den inducerade spänningen beskrivs med ekvationen nedan.

$$ems = -N \frac{\Delta\Phi}{\Delta t}, \quad (1)$$

där Φ är det magnetiska flödet, N är antalet varv i spolen och ems är den inducerade spänningen (även kallad elektromotorisk spänning).

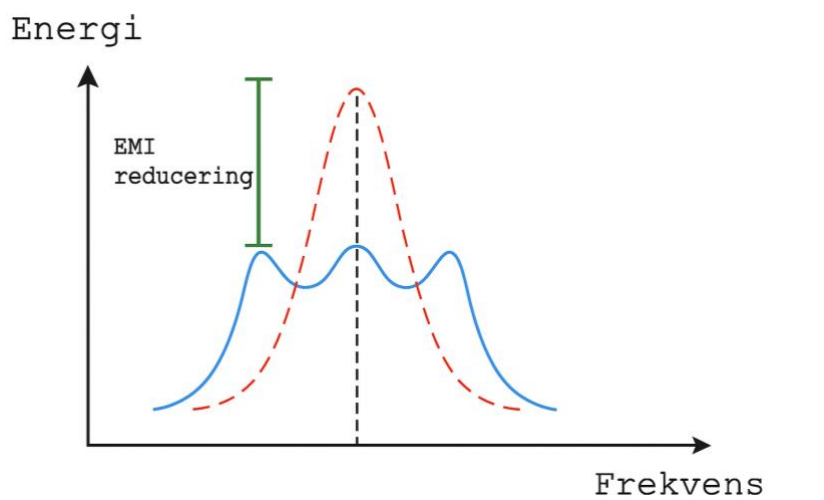
Common-mode-ström kallas det när strömmen i både den positiva och negativa ledaren rör sig i samma riktning, till skillnad mot differential-mode-strömmar, där strömmen i returledaren har motsatt riktning i förhållande till strömmen i den positiva ledaren. I ett common-mode-choke, som är uppbyggt av två spolar lindade enligt figur 2.2 nedan, leds både den positiva och negativa ledaren genom varsin spole. Spolarnas lindningar är utformade så att de magnetfält som genereras tar ut varandra om de två strömmarna rör sig i motsatt riktning, vilket innebär att DM-strömmar påverkas i liten grad. Däremot adderas magnetfälten som orsakas av common-mode-strömmar, denna förändring i magnetfältet vill spolen motverka, vilket resulterar i att dessa störningar effektivt dämpas [8].



Figur 2.2: CM-strömmar genom ett CM choke.

2.5 Spread-Spectrum Teknik

En metod för att minska EMI i kraftomvandlare är att sprida ut energin från en spänningstopp över ett bredare frekvensområde. Den totala energin bevaras men eftersom signalen får en bredare bandbredd medför det också att amplituden på energitopparna blir lägre. Lägre energitoppar gör att närliggande komponenter och system påverkas mindre och EMI minskar [9]. Detta illustreras i figur 2.3 nedan.



Figur 2.3: Principen för spread spectrum-teknik, där energin (blå linje) sprids ut över ett bredare frekvensområde jämfört med utan tekniken (röd streckad linje).

Det finns flera metoder för att applicera denna teknik. En är att modifiera oscillatoren som styr omvandlarens switchfrekvens genom att låta den *modulerande frekvensen* (f_m) öka gradvis, tills den går över den nominella switchfrekvensen (f_c), för att sedan minska igen. Med detta triangelvågsformade mönster sprids energin ut över ett större frekvensområde [10].

När man optimerar spridningsspektrumet är modulationsindexet, m en avgörande aspekt.

$$m = \frac{\Delta f_c}{f_m}, \text{ där } \Delta f_c \text{ är frekvensavvikelsen.} \quad (2)$$

Ökar Δf_c så sprids energin över fler frekvenser och om f_m minskar så minskar även energin vid grundfrekvensen. Ett för stort Δf_c kan däremot öka utgångsrippel och ge oönskad strömrippel i spolen [9].

En annan metod är att modulera klockfrekvensen med en pseudoslumpmässig kodsekvens, vanligtvis sprids spektrumet ut med 1–10 % jämfört med den omodifierade klockfrekvensen [10].

2.6 Skärmning

Skärmning är en teknik som används både för att förhindra att EMI sprider sig till andra delar av kretsen och för att skydda komponenter mot externa störningar. Skärmen består oftast av ett ledande hölje, till exempel i aluminium eller koppar, medan magnetiska material används när skydd mot magnetfält behövs.

Elektromagnetisk strålning består av både elektriska och magnetiska fält. När ett elektriskt fält träffar en ledare påverkas elektronerna i materialet och börjar röra sig, vilket skapar en ström som motverkar det yttre fältet. På så sätt upphävs fältet inuti ledaren.

På liknande sätt genererar ett varierande magnetfält strömmar som motverkar förändringarna. När en elektromagnetisk våg (EM-våg) träffar det ledande höljet reflekteras det mesta av energin tillbaka ut i rummet, medan resterande energi omvandlas till värme i höljet [11].

Beroende på hur mycket energi som absorberas av höljet, kan värmebildningen behöva hanteras. Detta kan lösas genom att göra ett hål i höljet, men hålet måste vara mindre än våglängden på den EM-våg som höljet ska skydda mot för att skärmningen ska vara effektiv mot EMI.

Skärmningens effektivitet, SE beskrivs med ekvationen nedan,

$$SE_{(dB)} = R_{(dB)} + A_{(dB)} \quad (3)$$

där R = reflektionsfaktor i dB och A = absorberingsförlusten i dB.

Absorptionförlusten A beror på tjockleken av höljet samt av *skinndjupet*, δ som beskriver hur djupt elektromagnetiska fält tränger in i ett ledande material. δ är det avstånd som krävs för att en infallande våg ska dämpas med $\sim 37\%$ och beräknas med ekvation 4 [12].

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (4)$$

där $\omega = 2\pi f$,

μ = permeabiliteten för det skärmade materialet,

σ = konduktiviteten för det skärmande materialet.

2.7 Ferritpärlor

Ferritpärlor används ofta som en effektiv metod för att dämpa högfrekventa störningar (EMI) i DC-DC omvandlare. En ferritpärla fungerar som ett passivt lågpassfilter som blockerar högfrekventa störningar genom att bli resistiv inom sitt verksamma frekvensområde.

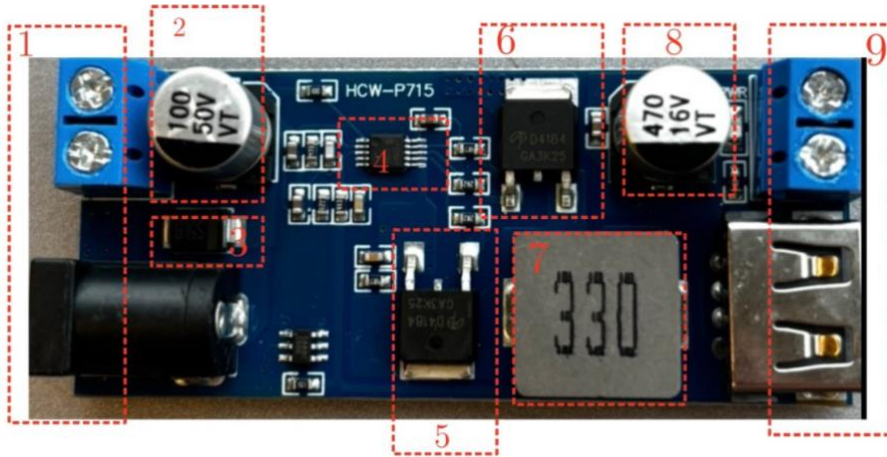
En viktig egenskap är att de beter sig olika vid olika frekvenser. Vid låga frekvenser uppför de sig som induktanser, men vid högre frekvenser går de in i en resistiv zon där de är mest effektiva för EMI-dämpning. Därefter, vid ännu högre frekvenser, börjar de uppföra sig kapacitivt och förlorar då sin effektivitet. Därför är det viktigt att välja en ferritpärla som har hög impedans vid just den frekvens där störningen finns.

När störningar inom detta område passerar genom ferritpärlan omvandlas de till värme, vilket minskar mängden störningar som går vidare i systemet. Ferritpärlan placeras i serie med ledaren, och kombineras ofta med avkopplingskondensatorer mot jord på vardera sida för att bilda ett effektivt filter.

Det är dock viktigt att beakta likströmsbelastningen, eftersom höga strömmar kan leda till mättnad av ferritmaterialet, vilket minskar induktansen och därmed även dämpningsförmågan [13].

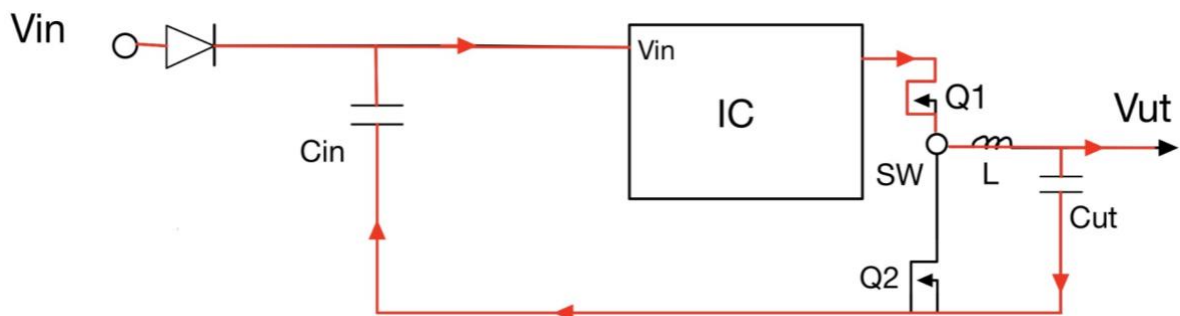
2.8 PCB & layout

Figur 2.4 visar omvandlaren, där huvudkomponenterna är markerade i rött och specificerade i listan under figuren.

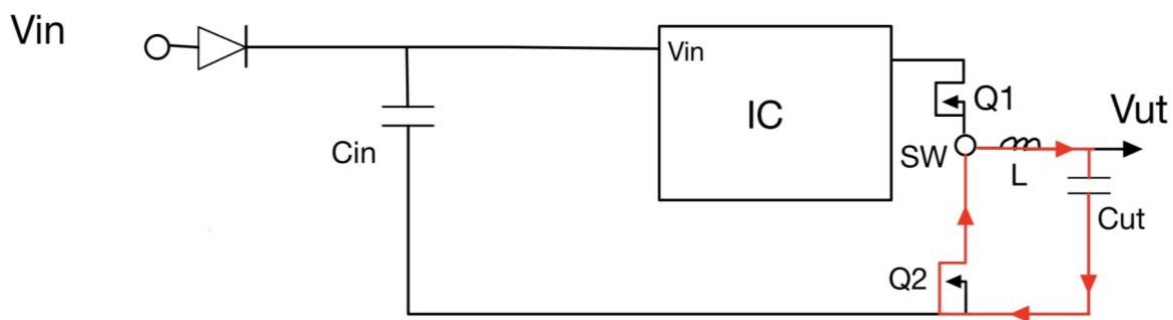


Figur 2.4: Översikt över buck-omvandlarens PCB med markerad komponentplacering.

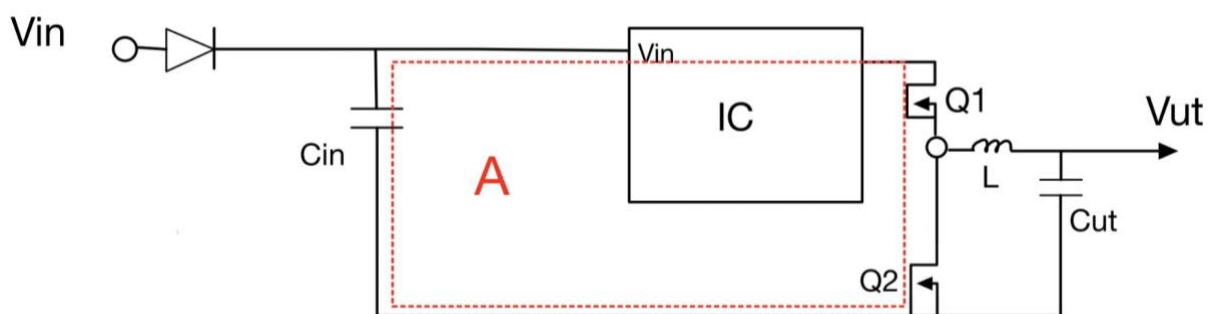
1. Ingång, skruvplint, 2-polig samt DC-kontakt
2. Elektrolytkondensator vid ingång - 100 μ F, 50 V
3. Schottkydiod - S5L8
4. IC – styrkrets
5. Q2 – AOD4184A, N-kanals MOSFET
6. Q1 – AOD4184A, N-kanals MOSFET
7. L – Skärmdad effektinduktor - 33 μ H
8. Elektrolytkondensator vid utgång - 470 μ F, 16 V
9. Utgång, skruvplint, 2-polig samt USB A



Figur 2.5: Strömloop för omvandlaren i PÅ-läge (Q1 aktiv)



Figur 2.6: Strömloop för omvandlaren i AV-läge (Q2 aktiv)



Figur 2.7: Skillnaden i area mellan de två huvudströmlooparna

Vid design av en buck-omvandlare är komponentplacering och layout viktigt för att minimera EMI. När den övre switch-transistorn Q1 är aktiv flödar strömmen genom Q1, vidare genom induktorn och sedan till utgångskondensatorn samt till lasten. Returströmmen går sedan tillbaka till ingången, som illustreras i figur 2.5.

När Q1 är avstängd och den nedre MOSFET:en Q2 är aktiv, flödar strömmen från induktorn till utgångskondensatorn och lasten, och återvänder sedan genom Q2, vilket sluter strömloopen som visas i figur 2.6.

Dessa två strömmar är diskontinuerliga och uppstår när respektive MOSFET är aktiv. De karakteriseras av hög $\frac{di}{dt}$, vilket innebär att de genererar starka elektromagnetiska fält [14]. Eftersom Q1 och Q2 delar samma switchnod (SW), summeras strömmarna i induktorn med någorlunda låg $\frac{di}{dt}$ jämfört med strömmen i den aktiva switchloopen som visas i figur 2.5.

Figur 2.7 illustrerar skillnaden i area mellan de två huvudströmlooparna vid omvandlarens på- och avläge. Det är denna area som är särskilt viktig för att minska EMI.

Det magnetiska fältet är den primära källan till strålad emission i switchade kraftomvandlare, och genereras när högfrekvent ström cirkulerar i en slinga. När avståndet till källan är större än $0,16\lambda$ övergår det magnetiska fältet till ett elektromagnetiskt fält [14].

Fältstyrkan från en sådan slinga är proportionell mot dess area enligt sambandet [15]:

$$E = \kappa \cdot \frac{f^2 \cdot A \cdot I}{r}, \quad (5)$$

där $\kappa = 2.63 \cdot 10^{-14}$, f = switchfrekvensen, A = strömloopens arean, I = strömmen och r = avståndet från störningsskällan till mät punkt.

Därför är det avgörande att minimera den looparea A som illustreras i Figur 2.7 för att begränsa EMI.

För att uppnå detta bör följande placeringar eftersträvas i layouten:

- Ingångskondensatorn C_{in} och skyddsdioden bör placeras på samma lager och så nära styrkretsen (IC) som möjligt.
- Induktorn och utgångskondensatorn C_{out} bör även placeras nära IC:n för att minimera arean för den högfrekventa strömloopen i figur 6 för att reducera både strålad och ledningsbunden emission [16].

3. Metod

På grund av projektets begränsade tidsram bedömdes det inte genomförbart att minska EMI genom att utveckla en ny prototyp av omvandlaren som beskrivs i teoriavsnitt 2.8, där layouten har en stor betydelse för emissionsnivåerna. Det ska också nämnas att den använda spolen redan är försedd med intern skärmning för att reducera emissioner. Att byta ut komponenter på det befintliga kretskortet ansågs även det vara praktiskt svårt, vilket kommer att behandlas närmare i metodavsnittet. Som alternativ valdes därför att utvärdera olika filterkombinationer i syfte att dämpa EMI i den befintliga omvandlaren.

3.1 Mätning av ledningsbunden EMI enligt CISPR 25

CISPR 25 är en internationell standard som används inom fordonsindustrin för att fastställa tillåtna nivåer av ledningsbundna och strålade störningar från elektriska komponenter. Standarden anger även hur mätningarna ska utföras. Syftet är att säkerställa att fordons elektronik inte genererar störningar som kan försämra prestanda eller påverka andra kommunikationssystem. CISPR 25 omfattar emissioner i frekvensområdet 150 kHz-108 MHz.

Nedan presenteras mätmetod samt resultaten från mätningen av den ledningsbundna emissionen hos omvandlaren. Under mätningen anslöts omvandlaren till tre olika belastningar med resistansvärden på 5 Ω , 47 Ω respektive 70 Ω . Emissionerna mättes i både plus- och minusledaren, och resultaten redovisas i avsnitt 3.2.

Mätmetod – Spänningsmetoden

Mätningarna genomfördes enligt spänningsmetoden i enlighet med CISPR 25:2021. Hela testuppställningen var placerad på en kopparbänk med minst 0.5 mm tjocklek med dimensionerna 1000 mm • 400 mm som utgjorde referensjordplanet. Mellan DUT (Device Under Test) och kopparplanet användes ett 5 cm högt skumplastblock för att uppfylla kravet på avstånd och elektrisk isolation.

Den testade omvandlaren matades med 12 V likspänning via en spänningskälla som anslöts till omvandlaren genom en LISN (Line impedance stabilization network). LISN monterades direkt på referensjordplanet, som var elektriskt förbunden med den skärmade testmiljön.

DUT placerades på ett icke-ledande material med låg relativ permittivitet ($\epsilon_r \leq 1,4$) på en höjd av (50 ± 5) mm ovanför referensjordplanet. DUT kopplades till en definierad last, ledningarna lades ut i en rak linje ovanpå samma icke-ledande underlag. Matnings- och returledningen mellan LISN och DUT var cirka 170 cm långa. Samtliga kablar hölls på ett avstånd av minst 100 mm från referensjordplanet.

Vid mätning terminerades den ledning som inte mättes med ett motstånd på 50Ω . Den störningsspänning som genererades av DUT mättes med en EMI-mottagare ansluten till LISN:ens mätport. Mätningarna utfördes successivt på både matningsledningen och returledningen för varje last som mättes, mätuppställningen visas i figur 3.7 nedan.

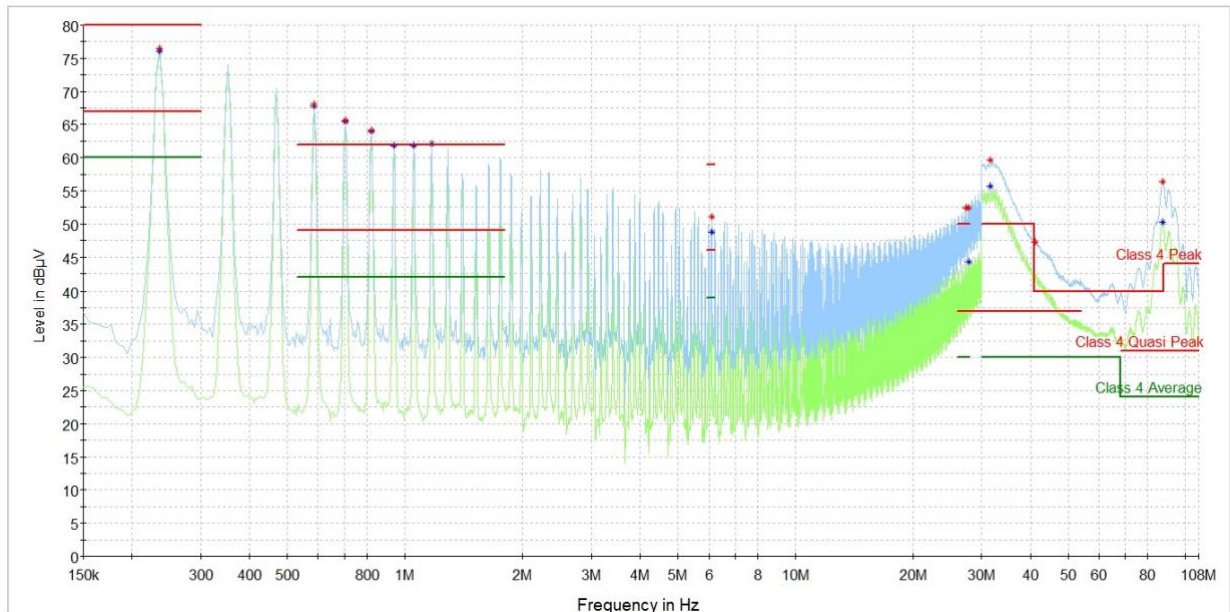
Mätinstrument:

- EMI testmottagare: Rohde & Schwarz - ESW
- Spänningsgenerator: Delta elektronika SM6020
- LISN: Com-power – Li 550C
- DUT (Buck-omvandlare: HCW P715)
- Multimeter: Fluke 77
- Milliohmätare: Ballantine 3205 B
- VNA – HP8753E
- Oscilloskop: Keysight Technologies - InfiniiVision DSOX3012A

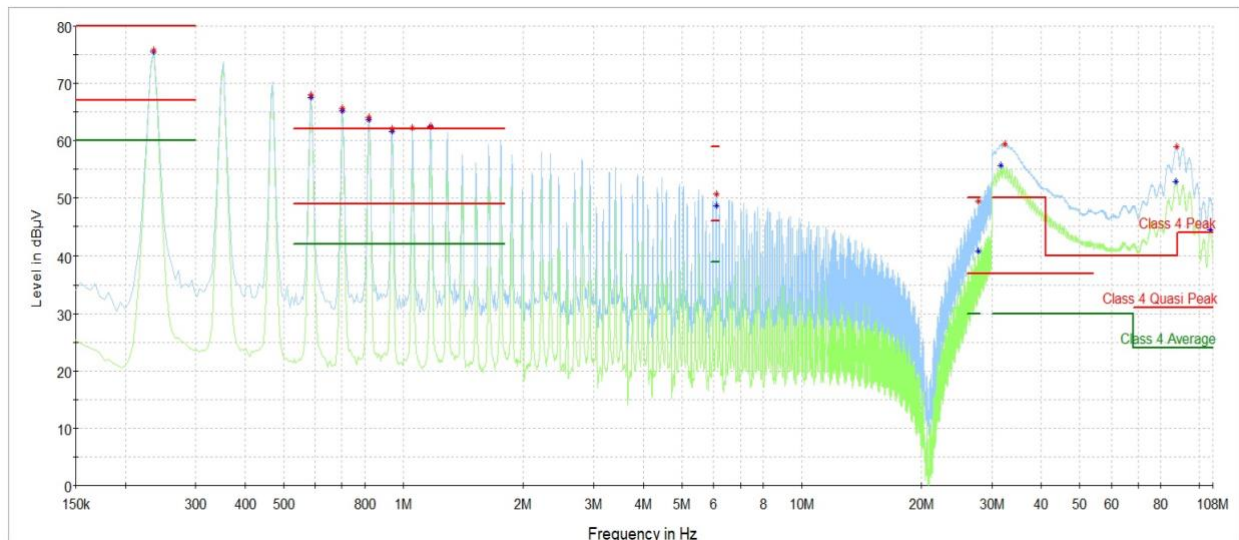
3.2 Resultat från EMI-mätning av omvandlare enligt CISPR 25

Figur 3.1–3.6 visar resultaten av de ledningsbundna emissionsmätningarna vid baslinjemätningen för lasterna 5Ω , 47Ω och 70Ω .

Last på 70.4 Ω :

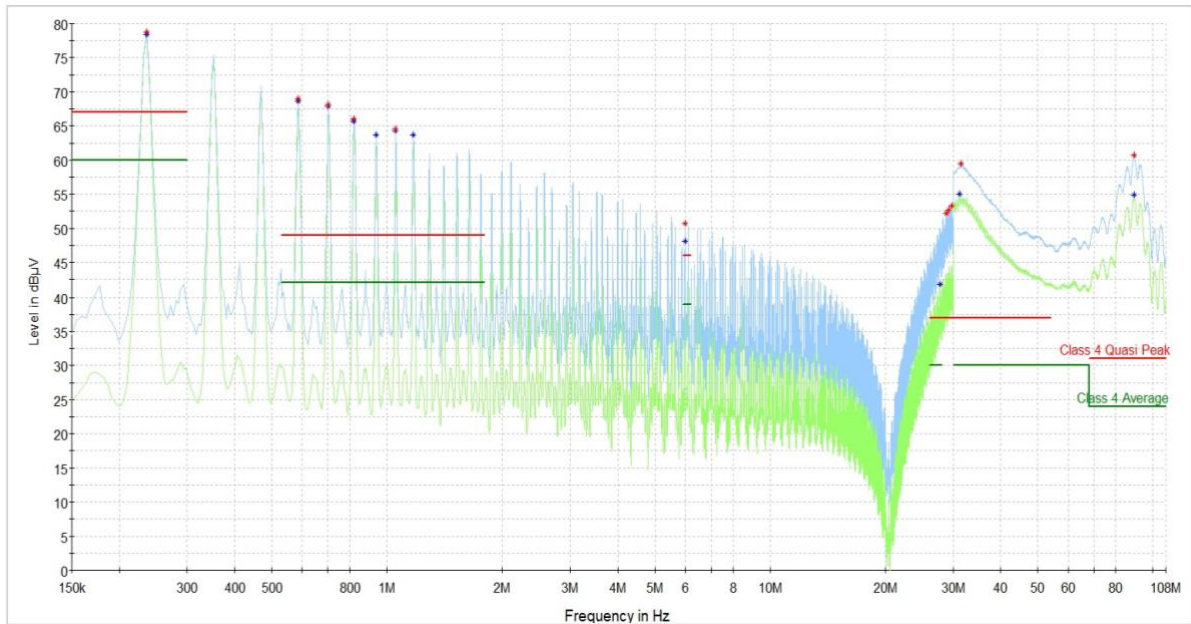


Figur 3.1: Baslinjäring av ledningsbunden EMI på minussidan. Mätningen visar flera tydliga emissionstoppar, där den högsta vid ca 220 kHz ligger cirka 17 dB μ V över CISPR 25 klass 4-gränsvärdet. Emissionsnivåerna överstiger gränsvärden även vid flera harmoniska frekvenser upp till 80–90 MHz.

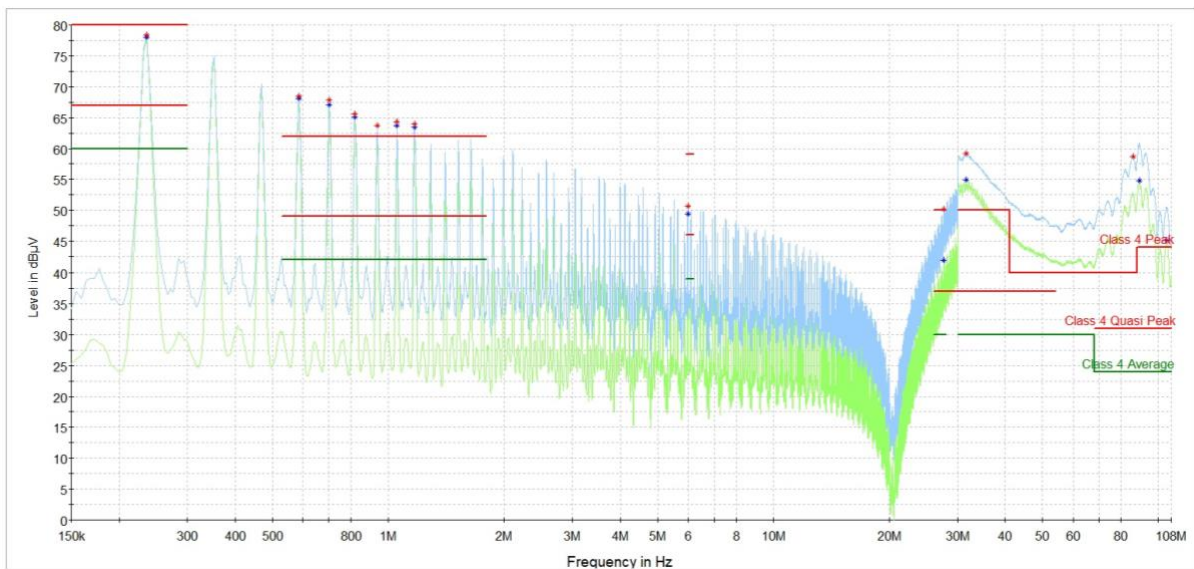


Figur 3.2: Baslinjäring av ledningsbunden EMI på plussidan. Mätningen visar liknande emissionstoppar som för minussidan, där den högsta vid ca 220 kHz ligger cirka 15 dB μ V över CISPR 25 klass 4-gränsvärdet.

Last på 47 Ω:

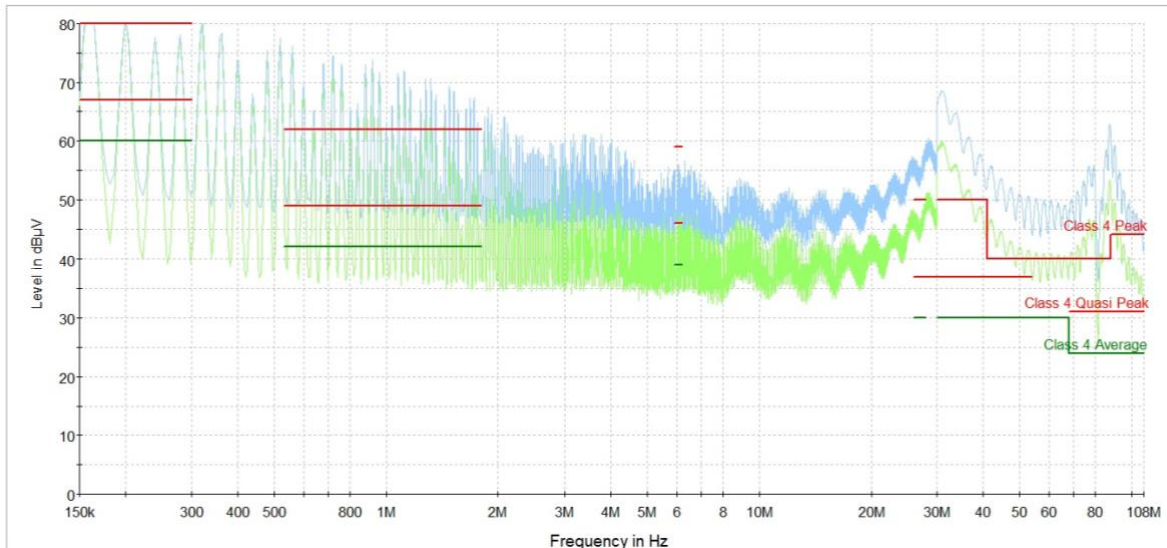


Figur 3.3: Baslinjämnting av ledningsbunden EMI på minussidan. Mätningen visar emissionstoppar, där den högsta vid ca 220 kHz ligger cirka 18 dB μ V över CISPR 25 klass 4-gränsvärdet. Emissionsnivåerna överstiger gränsvärdena även vid flera harmoniska frekvenser upp till 80–90 MHz.

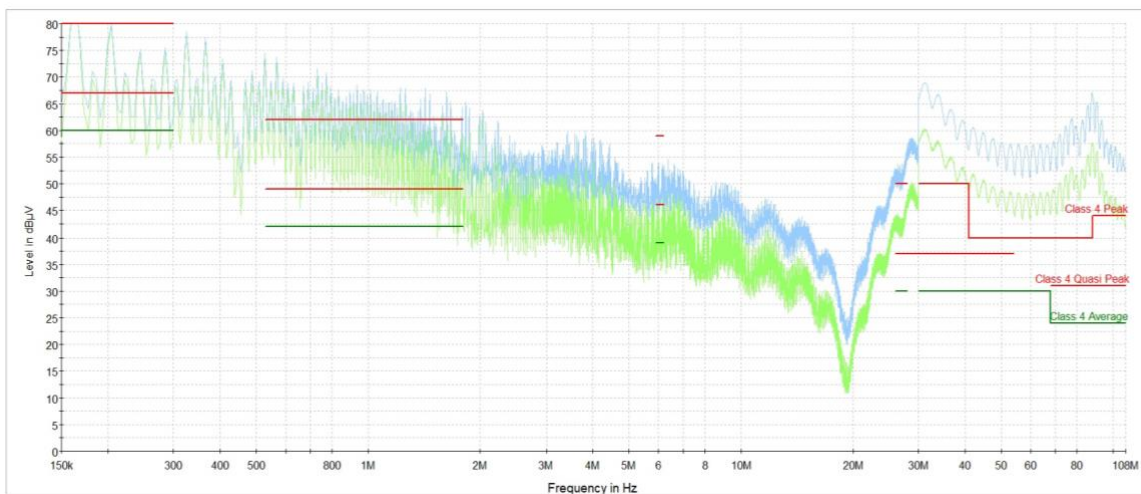


Figur 3.4: Baslinjämnting av ledningsbunden EMI på plussidan.

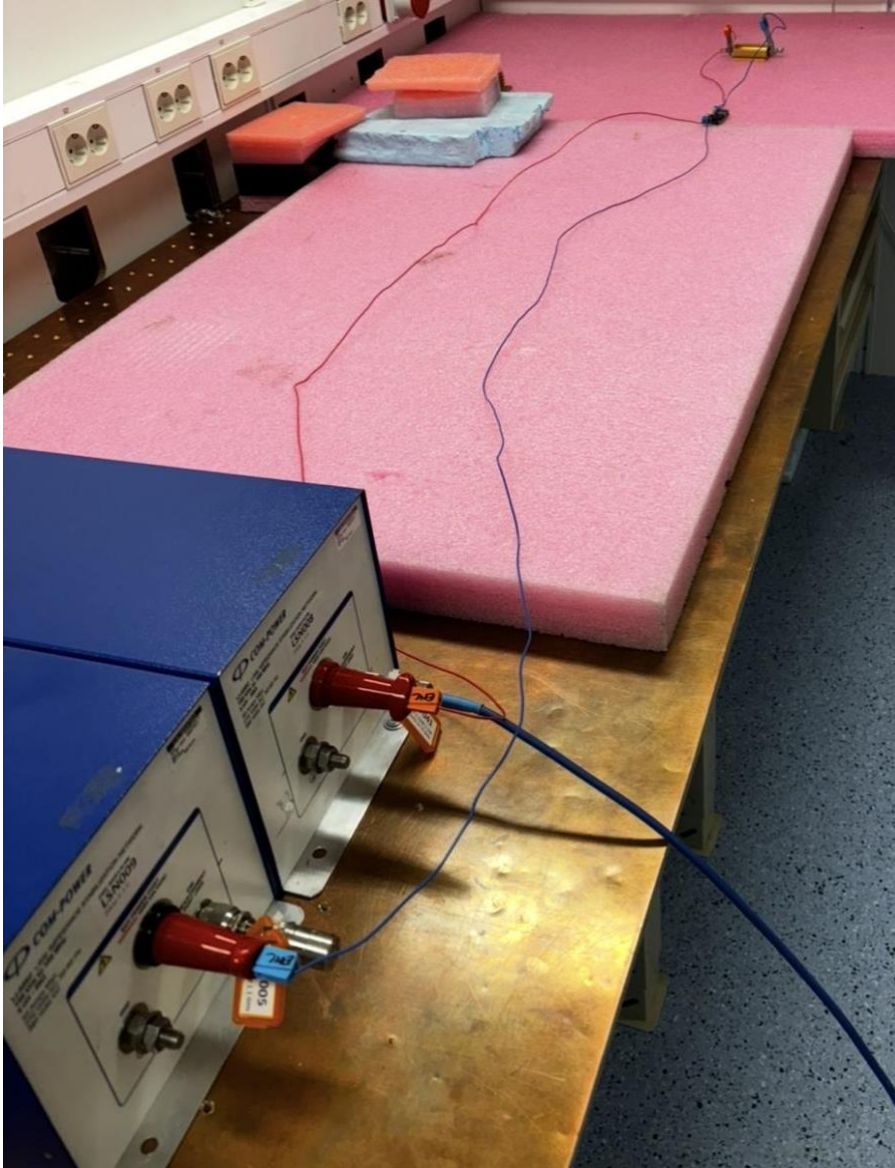
Last på 5 Ω :



Figur 3.5: Baslinjämnting av ledningsbunden EMI på minussidan. Mätningen visar emissionstoppar, där den högsta vid ca 220 kHz ligger mer än 20 dB μ V över CISPR 25 klass 4-gränsvärdet. Emissionsnivåerna överstiger gränsvärdena vid både de mellanfrekventa samt högfrekventa områdena.



Figur 3.6: Baslinjämnting av ledningsbunden EMI på plussidan.



Figur 3.7: Mätupställning där buck-omvandlaren är ansluten till en LISN och en last. Kretsen är placerad på skumplast ovanför en kopparplåt.

3.3 Omvandlarens inimpedans & stabilitet

Middlebrooks stabilitetskriterium säger att för att säkerställa stabilitet hos en spänningsomvandlare så ska impedansen för filtret vara mycket lägre än inimpedansen till omvandlaren [17].

$$Z_{filter,ut} \ll Z_{in} \quad (6)$$

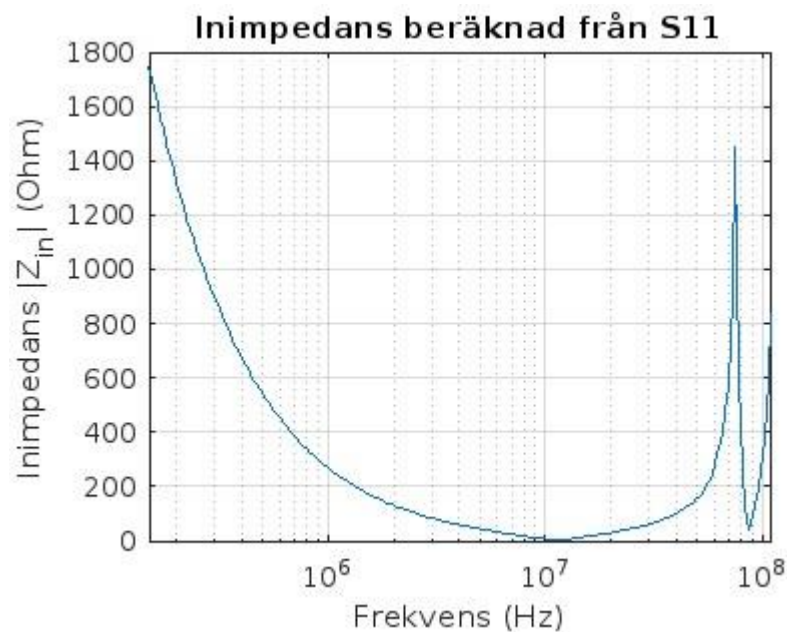
en tumregel är att $Z_{filter,ut} = \frac{1}{10} Z_{in}$

För att bestämma omvandlarens inimpedans genomfördes en VNA-mätning av dess S11-parameter. S11-parametern representerar reflektionskoefficienten för omvandlarens ingång och används för att beskriva hur mycket av spänningen hos en insignal som reflekteras tillbaka från en port.

För att omvandla S11-värdet till inimpedans användes formeln nedan:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1+S_{11}}{1-S_{11}}, \text{ där } Z_0 = 50 \Omega \quad (7)$$

Mätdata redovisas i bilaga A och plottades i MATLAB för att visualisera impedansförloppet, vilket visas i figur 3.8 nedan.



Figur 3.8: Omvandlarens inimpedans över frekvensområdet 150 kHz – 108 MHz.

S11 mätningen visar att inimpedansen är som lägst runt 11 MHz, ett medelvärde beräknades över datapunkterna runt minimumet och gav att $Z_{in(min)} \approx 20 \Omega$.

Filtret kommer därför att utformas så att dess impedans inte överstiger 2Ω .

3.4 Filterdesign:

Tre olika filter valdes för att testa och jämföra hur effektiva de var mot att dämpa EMI. De tre filter som valdes var π -filter, ett CM-filter med CM-choke och Y-kondensator samt ett LC-filter för att filtrera DM-störningar.

I figur 3.9 nedan illustreras filtrets placering med ett blockschema.



Figur 3.9: Blockschema över mätupställningen med LISN samt EMI-filter på ingångssidan till omvandlaren (DUT).

3.4.1 π -filter

För designen av π -filtret så ser man från CISPR 25 mätningen i figur 3.1, att störningarna ligger på $\sim 25\text{--}30$ dB över gränsvärdena vid 225 kHz. Ett π -filter är ett lågpasfilter av andra ordningen och har en dämpning på 40 dB / dekad. För att säkerställa att det finns marginal så valdes en brytfrekvens på 15 kHz för att uppnå en dämpning på 40 dB vid 150 kHz.

π -filtrets impedans approximeras med formeln,

$$Z_{filter} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (8)$$

Eftersom impedansen hos en spole ökar med $2\pi fL$ när frekvensen ökar och impedansen hos en kondensator går ner med $\frac{1}{2\pi fC}$ är ett reaktanspapper ett användbart verktyg för att snabbt

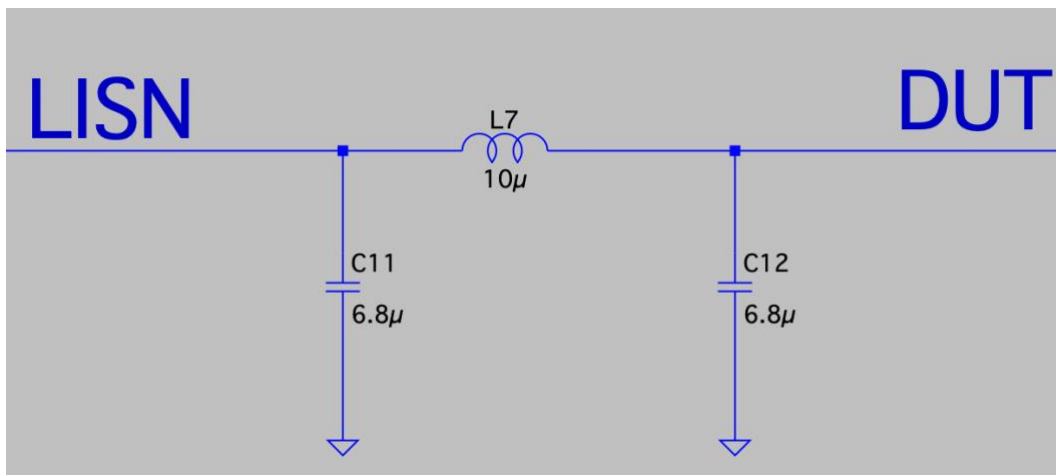
kunna välja ut vilket intervall av komponentvärden som ger rätt brytfrekvens för filtret och samtidigt inte har för hög impedans.

Detta gav en spole på $10 \mu\text{H}$, och två kondensatorer på $5 \mu\text{F}$. Eftersom $5 \mu\text{F}$ inte fanns vid beställning, valdes $6.8 \mu\text{F}$ som fanns tillgänglig. Detta resulterar i en något lägre brytfrekvens samt en något större dämpning.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow f_c \approx 13.6 \text{ kHz} ,$$

$$\text{Impedansen för } \pi\text{-filtret, } Z_{\pi\text{-filter}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \approx 0.86 \Omega.$$

Figur 3.10 nedan visar kretsschemat för π -filtret på plussidan. Ett identiskt π -filter placerades även på minussidan.

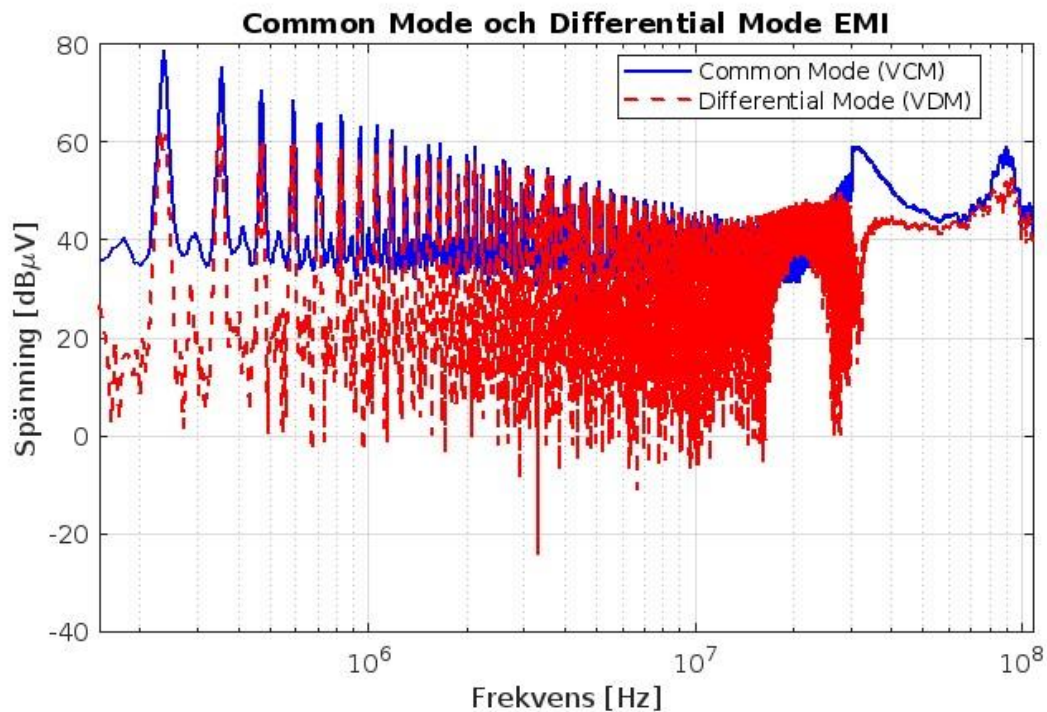


Figur 3.10: Kretsschema för π -filtret, placerat mellan LISN och ingången till omvandlaren.

Med mätdata från minus- och plussidan användes formeln för CM och DM för att plotta var i frekvensområdet respektive störningar var som mest dominanta.

$$CM = \frac{V_+ + V_-}{2} \quad (9)$$

$$DM = V_+ - V_- \quad (10)$$



Figur 3.11: Common Mode och Differential Mode störningar i frekvensområdet 150 kHz – 108 MHz.

Från grafen i figur 3.11 ser man att CM är dominant från ca 225 kHz och framåt, att CM ligger ca 20 dB över gränsvärdena för CISPR 25 men att även DM ligger över gränsen. Störningarna är som högst i frekvensområdet 150 kHz - 1 MHz för att sedan sjunka lite med ökad frekvens.

De första stora störningstopparna ligger vid 225 kHz, men praxis är att man väljer gränsfrekvensen för den standard man testar mot. I detta fall väljs 150 kHz när brytfrekvensen beräknas.

3.4.2 CM-filtret

Grafen för CM-störningarna visar att en dämpning på ~ 20 dB är nödvändig, här väljs brytfrekvensen till 15 kHz för att säkerställa tillräcklig dämpning. Vid beställning av Common-mode-choke så fanns bara ett alternativ på $7.5 \mu\text{H}$, varpå C kunde lösas ut nedan.

$$\Rightarrow C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} = 15 \mu\text{F}$$

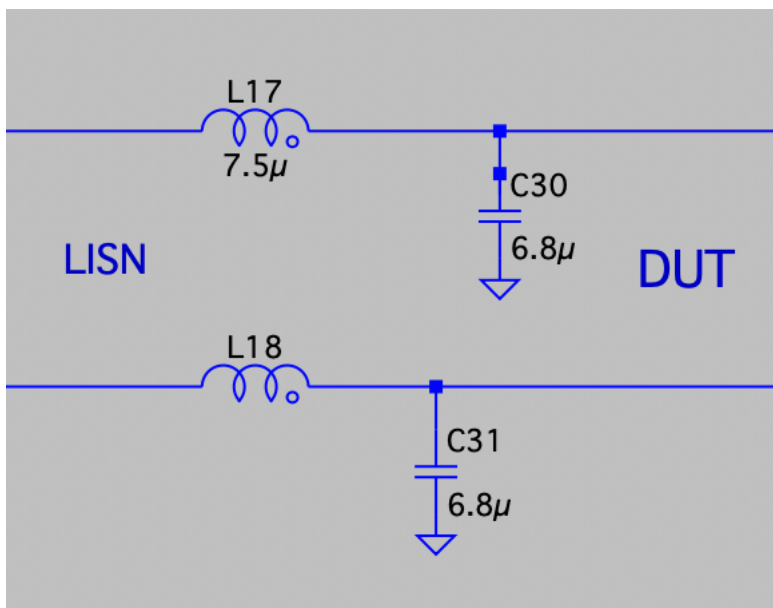
Vid uppdelning mellan plus- och minusledaren motsvarar det $7,5 \mu\text{F}$ per ledare. Då kondensatorer med exakt detta värde inte fanns tillgängliga valdes två kondensatorer på $6,8 \mu\text{F}$. Detta resulterade i en brytfrekvens på 15.7 kHz, vilket bedömdes vara tillräckligt nära den planerade brytfrekvensen på 15 kHz.

$$\text{CM filtrets impedans, } Z_{\text{CM-filter}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \approx 0.74 \Omega.$$

Komponentval till CM-filtret:

- CM-choke: $7.5 \mu\text{H}$.
- Två kondensatorer på $6.8 \mu\text{F}$.

I figur 3.12 nedan visas ett kretsschema över CM-filtret, där de två spolarna med punktnotation representerar CM-choken.



Figur 3.12: Kretsschema på CM-filtret, placerat efter LISN vid ingången till omvandlaren.

3.4.3 DM-filtret

Figur 3.4 visar att DM-störningarna inte är lika framträdande vid den första EMI-toppen i frekvensområdet, och att en dämpning på cirka 10 dB μ V skulle kunna vara tillräcklig om enbart DM-komponenten beaktas. För att inkludera en säkerhetsmarginal dimensionerades DM-filtret för att ge en dämpning på 20 dB vid 150 kHz.

För att uppnå önskad dämpning används formeln:

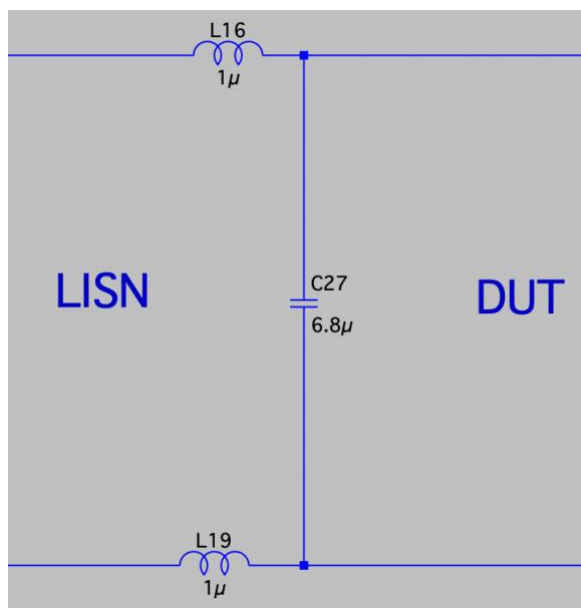
$$A_{dämpning} = n20\log\left(\frac{f}{f_c}\right), \quad (11)$$

där n är ordningen på filtret och A är dämpningen.

$$f_c = f10^{-A/(20n)} \approx 47.4 \text{ kHz},$$

Slutligen valdes två induktanser på 1 μ H samt en kapacitans på 6.8 μ F, vilket resulterade i en beräknad brytfrekvens på cirka 43.2 kHz. Valet av komponentvärden grundades på tillgång, då flera 6.8 μ F-kondensatorer fanns till hands. Nedan i figur 3.13 visas ett kretsschema på DM-filtret.

$$\text{DM filtrets impedans, } Z_{DM-filter} = \sqrt{\frac{L}{C}} \approx 0.54 \Omega.$$



Figur 3.13: Kretsschema på DM-filtret, placerat efter LISN nära ingången till omvandlaren.

3.4.4 Dämpning

Ett LC-filter behöver dämpning för att minska den resonanstopp som ofta uppstår vid brytfrekvensen. Om filtret inte dämpas ordentligt kan det förstärka störningar snarare än att dämpa dem – särskilt i lägre frekvensområden. En dåligt dämpad resonans kan påverka stabiliteten i en switchad strömförsörjning negativt samt orsaka högre EMI [18]. För att implementera dämpning i ett LC-filter är det vanligt att ett parallellt RC-nätverk kopplas över kondensatorn. Alternativt kan en dämpningsresistor placeras i serie med kondensatorn [19].

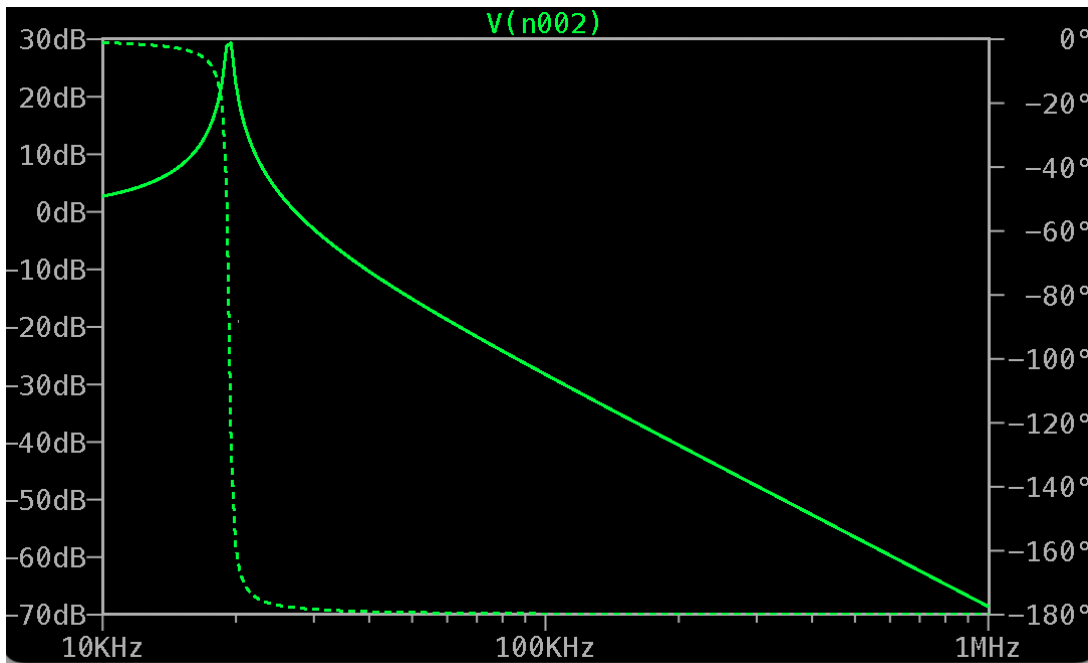
Dämpningsfaktorn Q för ett LC filter med dämpande resistor beskrivs med formeln nedan,

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (12)$$

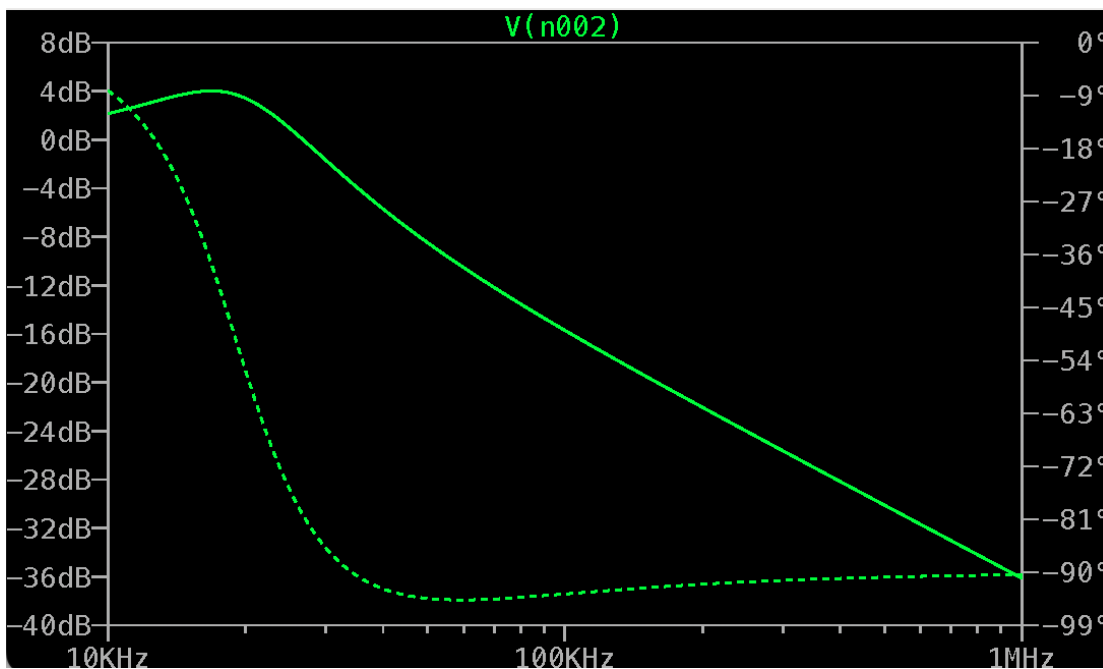
För att uppnå kritisk dämpning ska Q ligga i intervallet 0.5 - 1 [20].

Genom att välja en resistor på 1 Ω erhålls ett Q för π -filtret på 0.85.

Figur 3.14 och 3.15 visar simuleringsbilder i LTspice, där man ser att en 1 Ω resistor i serie med kondensatorn i π -filtret effektivt dämpar resonansen i filtret.



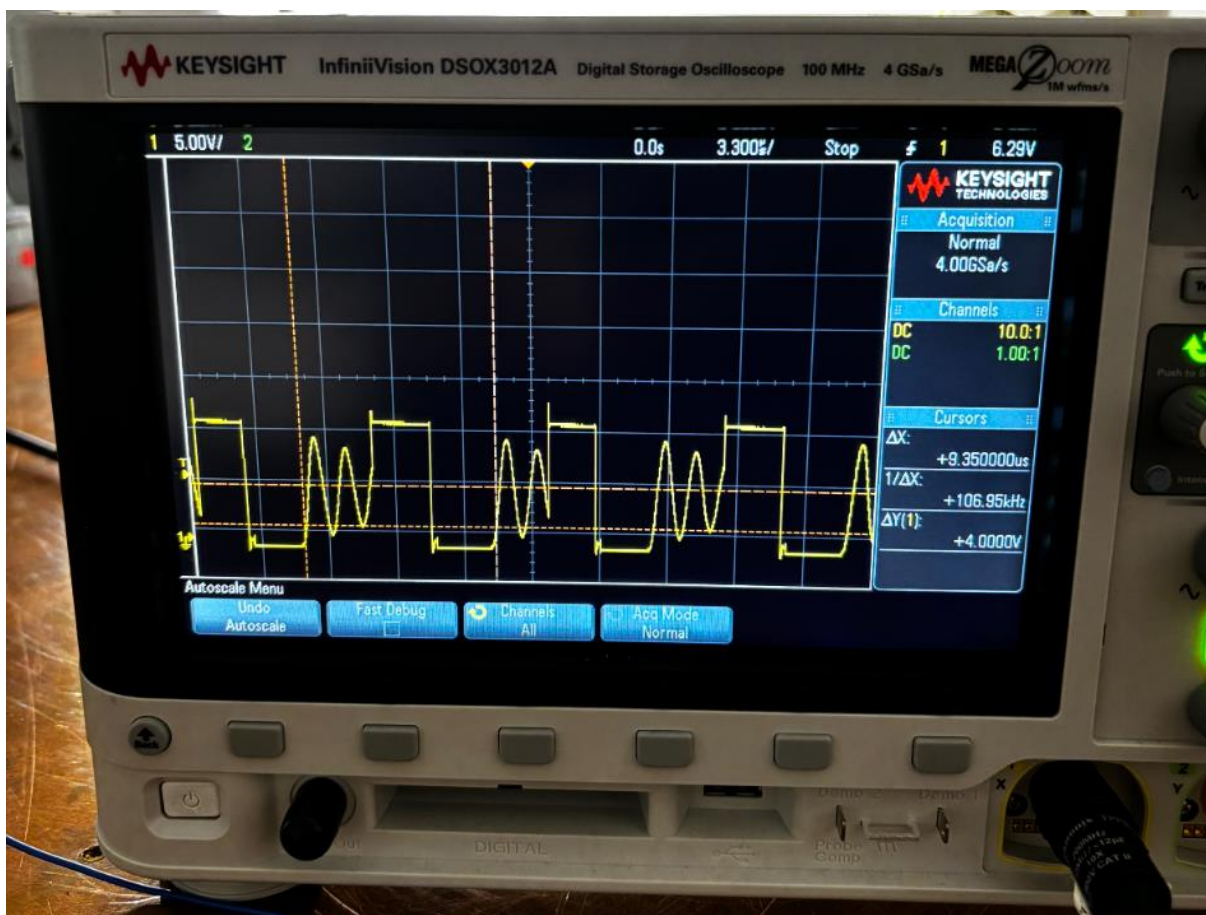
Figur 3.14: π -filter utan dämpande resistor, där den streckade linjen är fasvinkeln och den heldragna linjen är amplituden.



Figur 3.15: π -filter med dämpande resistor.

3.5 Simulering i LTspice:

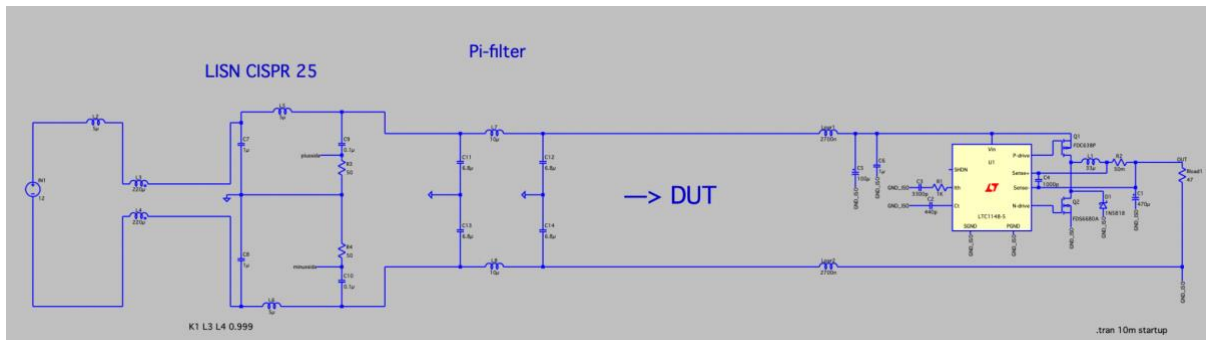
För att kunna modellera omvandlaren i LTspice krävdes att dess switchfrekvens först bestämdes experimentellt, vilket visas i figur 3.16, då ingen information om styrkretsen fanns tillgänglig. Mätningen genomfördes med hjälp av ett oscilloskop där omvandlaren matades med 12 V via ett spänningsaggregat och belastades med ett motstånd på 47 Ω . Switchnoden mättes direkt på kretskortet, vilket gjorde det möjligt att uppskatta den faktiska switchfrekvensen som underlag för simuleringen.



Figur 3.16: oscilloskopbild av DC-DC omvandlarens switchfrekvens på cirka 100 kHz.

För att modellera buck-omvandlaren i LTspice användes den integrerade kretsen LTC1148-5, som är en synkron step-down-regulator med fast 5 V utgång. Denna komponent tillhandahåller ett färdigt test-fixture-bibliotek i LTspice, vilket möjliggjorde en snabb uppsättning av en realistisk kretsmodell, som visas nedan i figur 3.17.

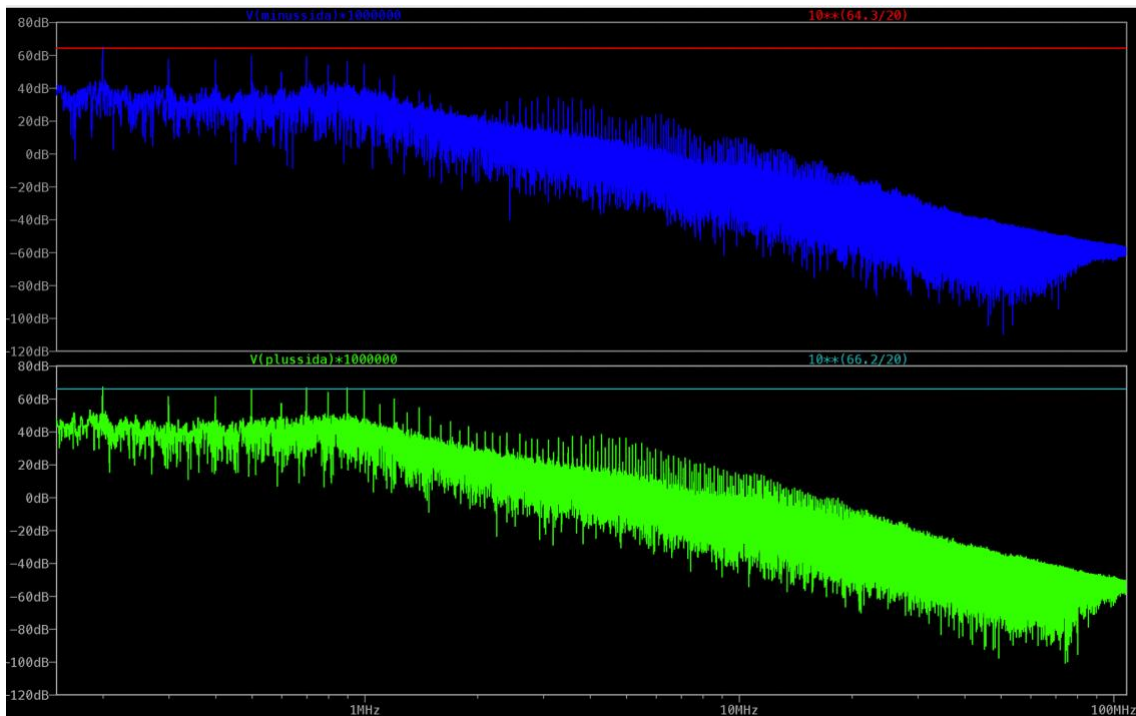
Kondensatorn vid Ct-pinnen konfigurerades så att omvandlarens switchfrekvens hamnade kring 100 kHz, vilket motsvarar den uppmätta frekvensen för den fysiska omvandlaren. Därtill lades de viktigaste komponenterna in i simuleringen för att efterlikna den faktiska kretsen, däribland in- och utgångskondensatorer samt induktorn. Eftersom det inte gick att hitta någon information om styrkretsen var syftet att skapa en modell som var tillräckligt representativ för att kunna användas i simuleringar av olika filterlösningar och deras inverkan på EMI-prestanda.



Figur 3.17: Kretsmodell av LISN till vänster, DC-DC-omvandlare längst till höger och π -filter i mitten vid ingången till omvandlaren.

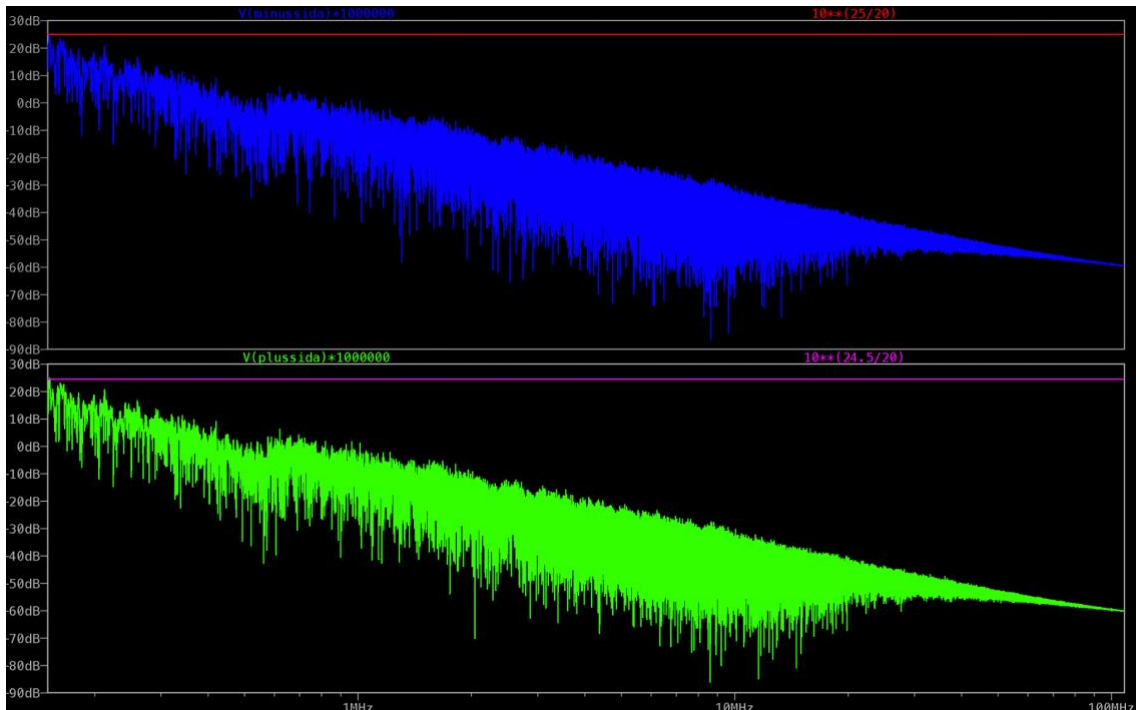
En FFT-analys genomfördes i LTspice där frekvensområdet justerades för att möjliggöra en jämförande utvärdering av filternas prestanda. Bland de individuella filtren presterade π -filtret marginellt bäst, följt av det CM-filtret med tillhörande kondensatorer, medan DM-filtret gav minst dämpning. En kombination av CM- och DM-filter i serie, testades också, vilket resulterade i något bättre dämpning än π -filtret ensamt. I figur 3.18-3.21 presenteras simuleringresultat med och utan π -filtret, samt med större ingångskondensator till omvandlaren. Övriga simuleringresultat för de alternativa filterlösningarna återfinns i bilaga B.

Utan filter:



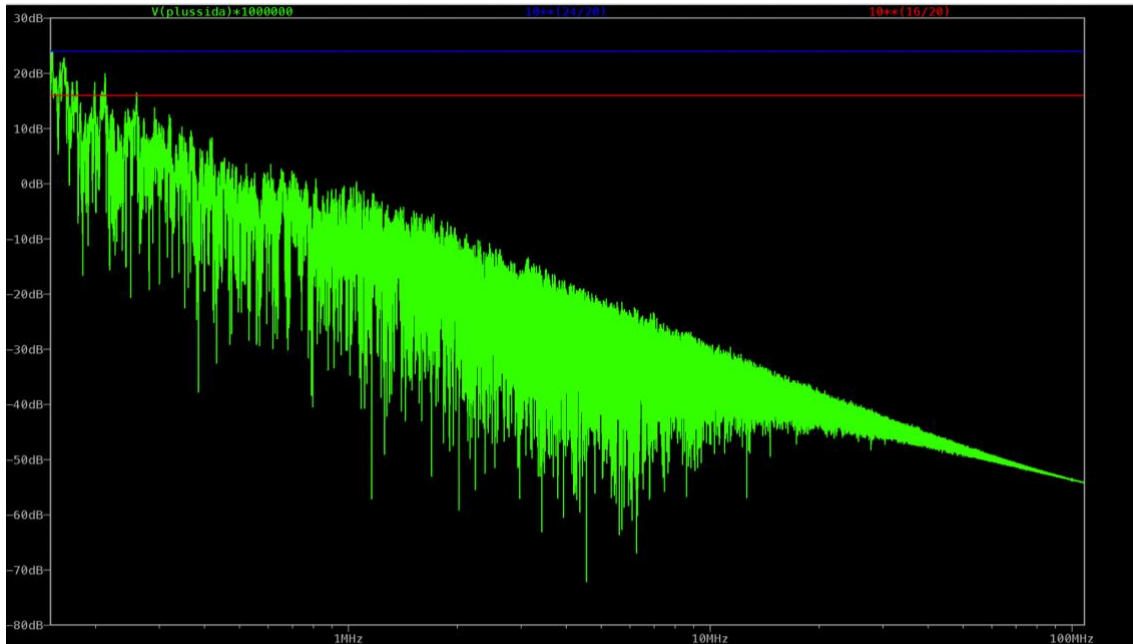
Figur 3.18: FFT-analys av DC-DC-omvandlare utan filter: tydliga EMI-pikar vid 220 kHz på ~ 64 – 66 dB μ V.

Med π -filter:

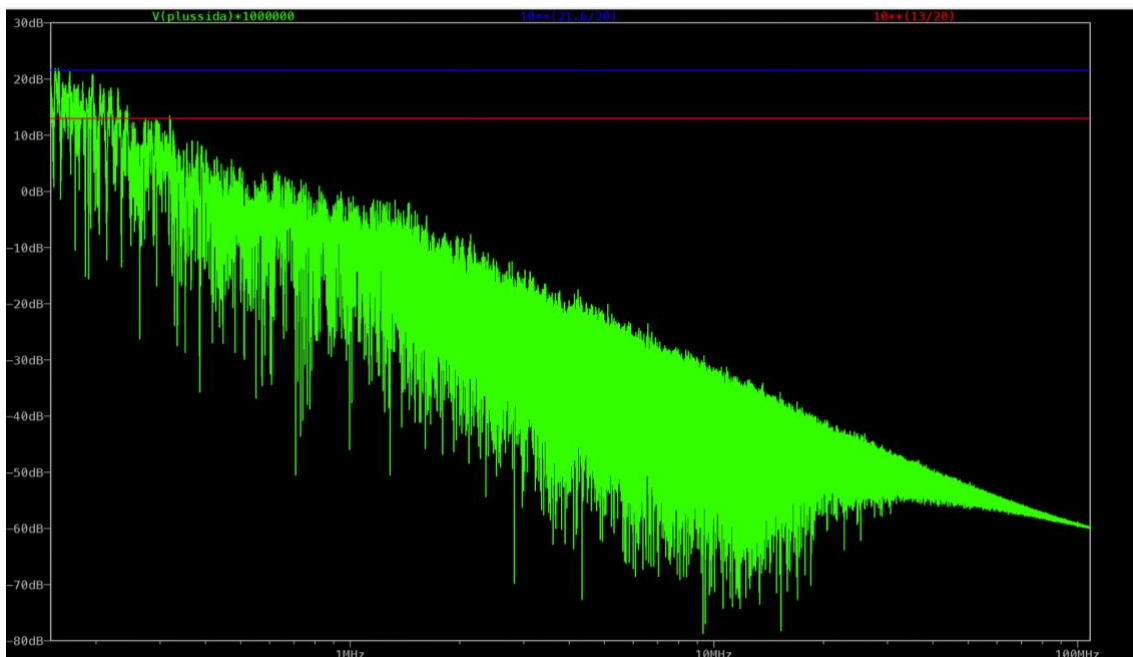


Figur 3.19: FFT-analys av π -filter: dämpning på både plus- och minussida med EMI-pikar vid 150 kHz på ~25 dB μ V.

En större ingångskondensator fungerar som en energireservoar som jämnar ut inspänningen och minskar rippel. Det ger en stabilare matning till omvandlaren och leder till lägre EMI. När kapacitansen ökades till 280–330 μF reducerades EMI-topparna med några $\text{dB}\mu\text{V}$.



Figur 3.20: Simulering i LTspice med ordinarie ingångskondensator på 100 μF .



Figur 3.21: Simulering i LTspice med ingångskondensator på 320 μF , vilket ger en reduktion på $\sim 3 \text{ dB}\mu\text{V}$.

Vid simuleringarna visade sig EMI-topparna i det högre frekvensområdet avvika från de mätresultat som erhöles från den fysiska omvandlaren. Detta försvårade bedömningen av filtrens dämpningsförmåga vid höga frekvenser. Redan vid den första mätningen av π -filtret framgick det att ytterligare dämpning krävdes från cirka 60 MHz och uppåt. Med begränsad tid till förfogande togs därför en RC-filterlösning fram som ett komplement, med syftet att bredda dämpningsområdet och minska amplituden på högfrekventa EMI-toppar – särskilt runt 80 MHz.

Utöver RC-filtret kommer även en ferritpärla med impedansen $245 \Omega @ 100 \text{ MHz}$ att monteras vid ingången till omvandlaren i kombination med π -filtret.

RC-filer:

För att öka dämpningens bandbredd och särskilt adressera de störningsspikar som observerats kring 80 MHz, designades ett RC-filter med syftet att minska störningarna i detta frekvensområde (se figur 3.22). Ett lågpäss RC-filter är ett första ordningens filter med en dämpning på 20 dB per dekad, därför krävs en brytfrekvens på 800 kHz för att dämpa 40 dB vid 80 MHz.

Med ett valt motståndsvärde på 1Ω användes ekvation 13 för att lösa ut kapacitansen [21].

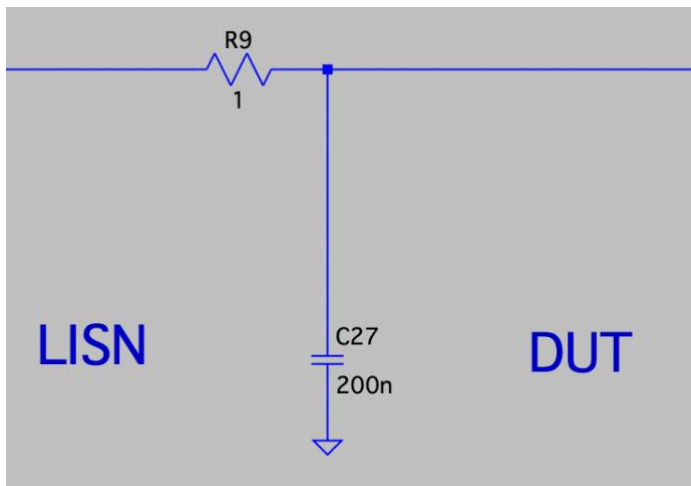
$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (13)$$

Vilket gav ett kapacitansvärde på cirka 200 nF.

Vid 80 MHz ger det en impedans på:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \approx 9.95 \text{ m}\Omega \Rightarrow Z_{RC} = \sqrt{R^2 + X_c^2} \approx 1 \Omega. \quad (14)$$

Till RC-filtret valdes en 1Ω resistor samt en keramisk 200 nF kondensator.



Figur 3.22: Krettschema på RC-filtret, placerat mellan LISN och ingången till omvandlaren.

3.6 Implementering av filter samt mätning av verkningsgrad

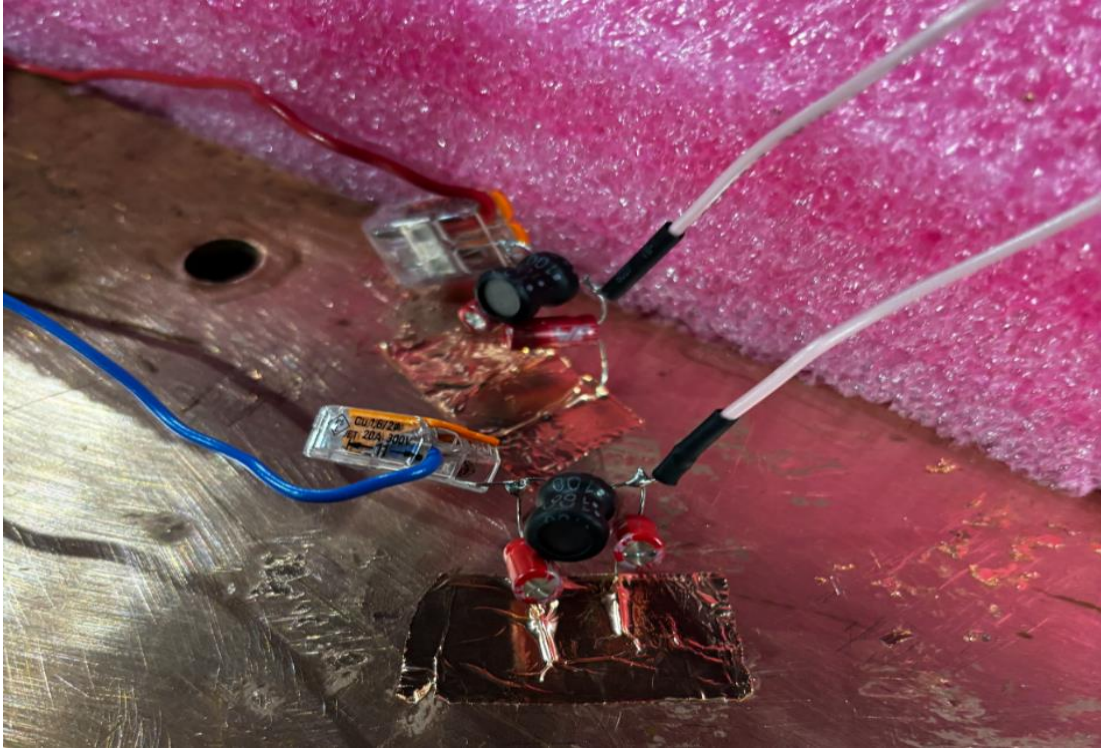
Varje filterlösning implementerades nära omvandlarens ingång, vilket illustreras i blockschemat i figur 3.9. EMI-mätningarna utfördes enligt samma metod som beskrivs i avsnitt 3.1, baserad på spänningsmetoden.

För att ansluta både π -filtret och CM-filtret till referensjord, tejpades kondensatorbenen med koppartejp direkt mot kopparbänken. Figur 3.23 nedan visar hur π -filtret fixerades mot kopparbänken med koppartejp.

Innan EMI-mätningarna genomfördes mättes verkningsgraden för respektive filterkonfiguration. Detta gjordes genom att ansluta en multimeter i serie med både ingången och utgången för att mäta strömmen, samt mäta spänningen över in- och utgång.

Verkningsgraden, η beräknades därefter enligt formeln nedan och presenteras i tabell 4.1 i resultatavsnittet.

$$\eta = \frac{P_{ut}}{P_{in}} \times 100 \quad (15)$$



Figur 3.23: π -filter på både plus- och minusledaren, placerat mellan LISN och ingången till omvandlaren, jordad till kopparbänken.

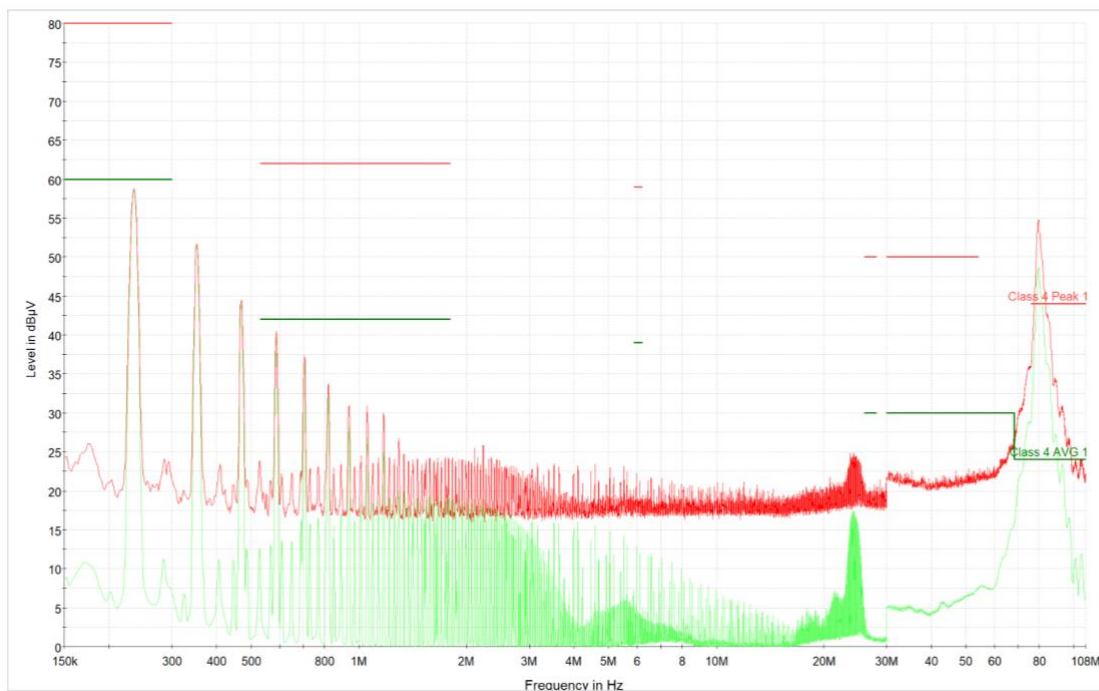
4. Resultat

Nedan redovisas resultaten för den ledningsbundna emissionen vid en belastning på 47 Ω , enligt CISPR 25 klass 4, samt deras verkningsgrad. Resultaten avser de filterlösningar som uppvisade bäst dämpning av emissionerna. Ytterligare mätdata och resultatbilder återfinns i bilaga C och D.

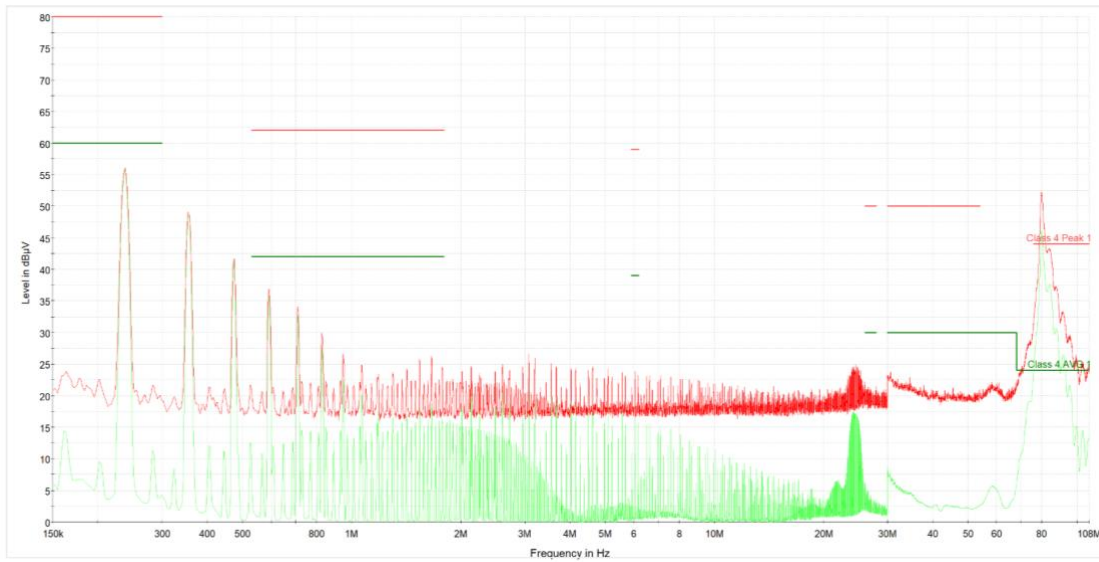
4.1 Resultat av implementerade EMI-reducerande tekniker

Figurerna 4.1–4.12 nedan visar uppmätta störnivåer på plus- och minusledare för olika filterkonfigurationer. Peak (röd) och Average (grön) jämförs mot CISPR 25 klass 4-gränser.

π -filter:

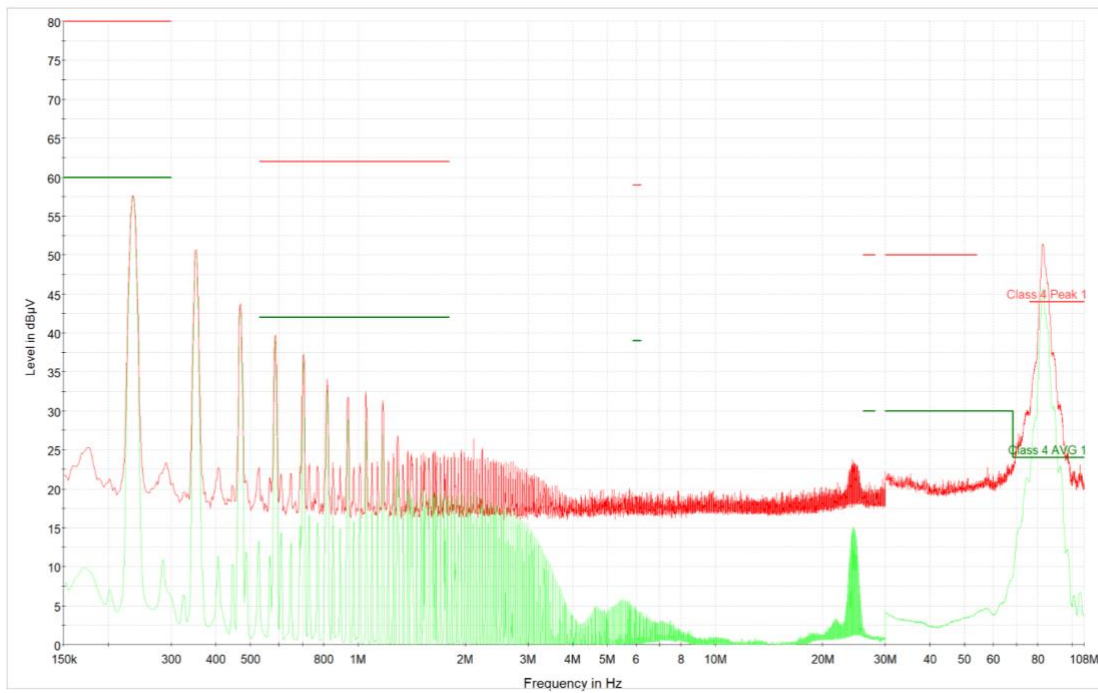


Figur 4.1: Emissionsnivåerna på minussidan är tydligt dämpade, med cirka 20 dB μ V reduktion vid första gränsvärdet i området 150–300 kHz. Dämpningen är genomgående över hela frekvensområdet upp till cirka 70–80 MHz.

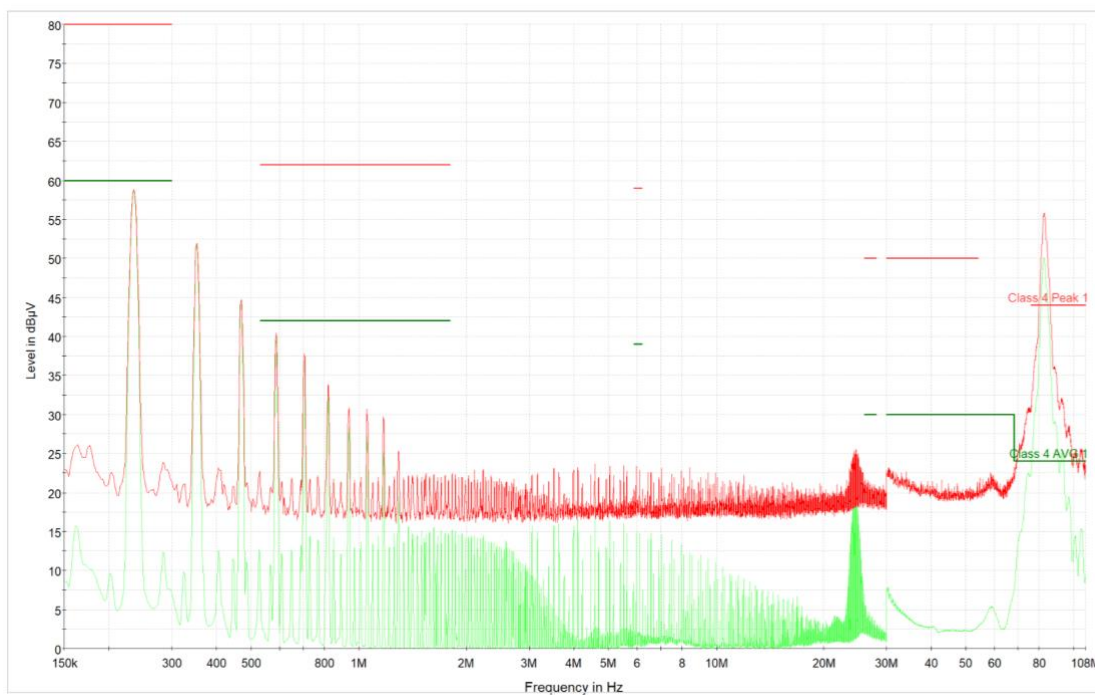


Figur 4.2: Emissionsnivåerna på plussidan är tydligt dämpade, med cirka 23 dB μ V reduktion vid första gränsvärdet i området 150–300 kHz. Dämpningen är genomgående över hela frekvensområdet upp till cirka 70–80 MHz.

π -filter med dämpande resistor:



Figur 4.3: Emissionsnivåerna på minussidan är dämpade med cirka 20–30 dB μ V och ligger under gränsvärdena upp till cirka 70 MHz. Den dämpande resistorn ger något bättre dämpning i mellanfrekvensområdet.

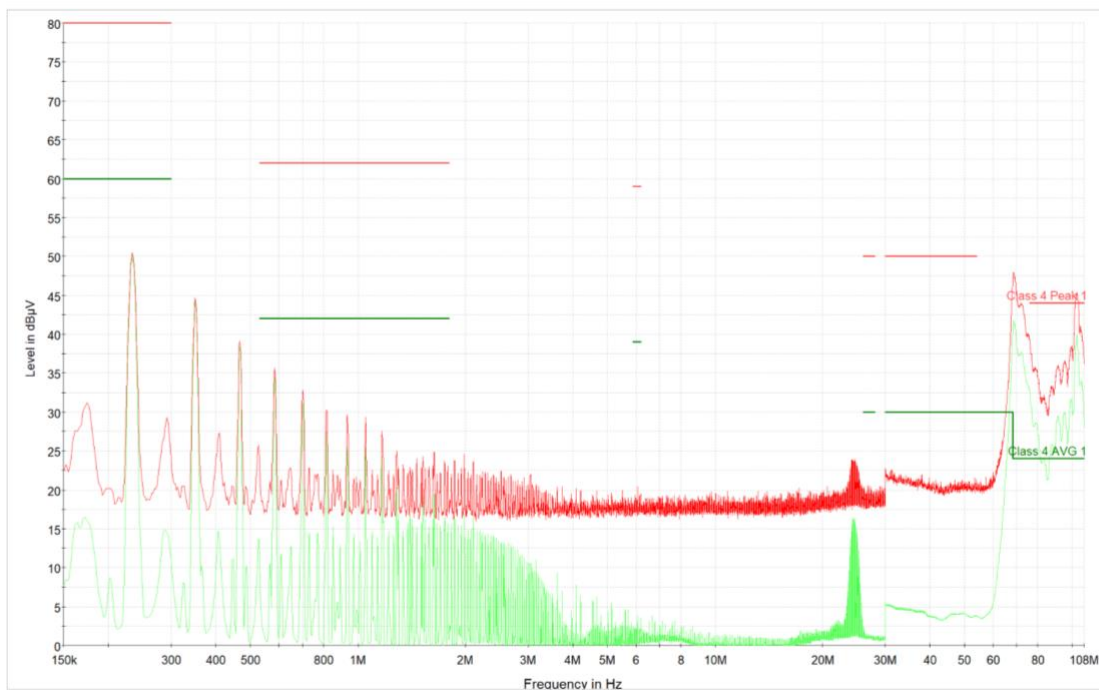


Figur 4.4: Emissionsnivåerna på plussidan är dämpade med cirka 20–30 dB μ V och ligger under gränsvärdena upp till cirka 70 MHz.

π -filter med 320 μ F ingångskondensator:

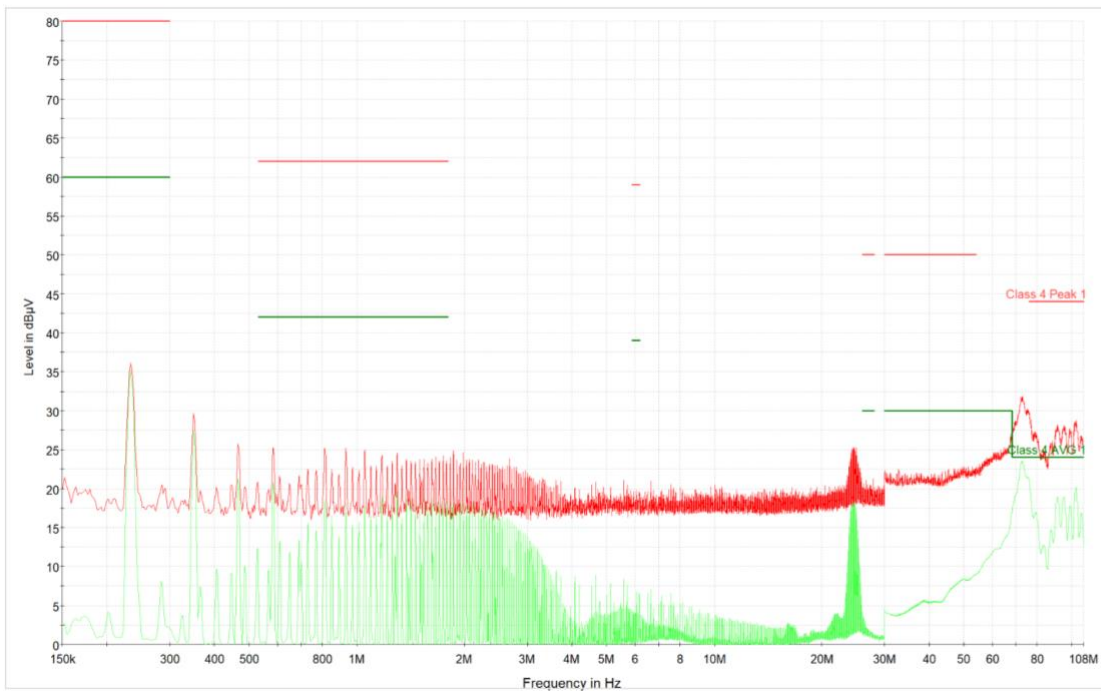


Figur 4.5: Emissionsnivåerna på minussidan, med en större ingångskondensator, visar en kraftig dämpning på cirka 40 dB μ V vid första emissionstoppen runt 220 kHz. Nivåerna ligger under gränsvärdena upp till cirka 70 MHz.

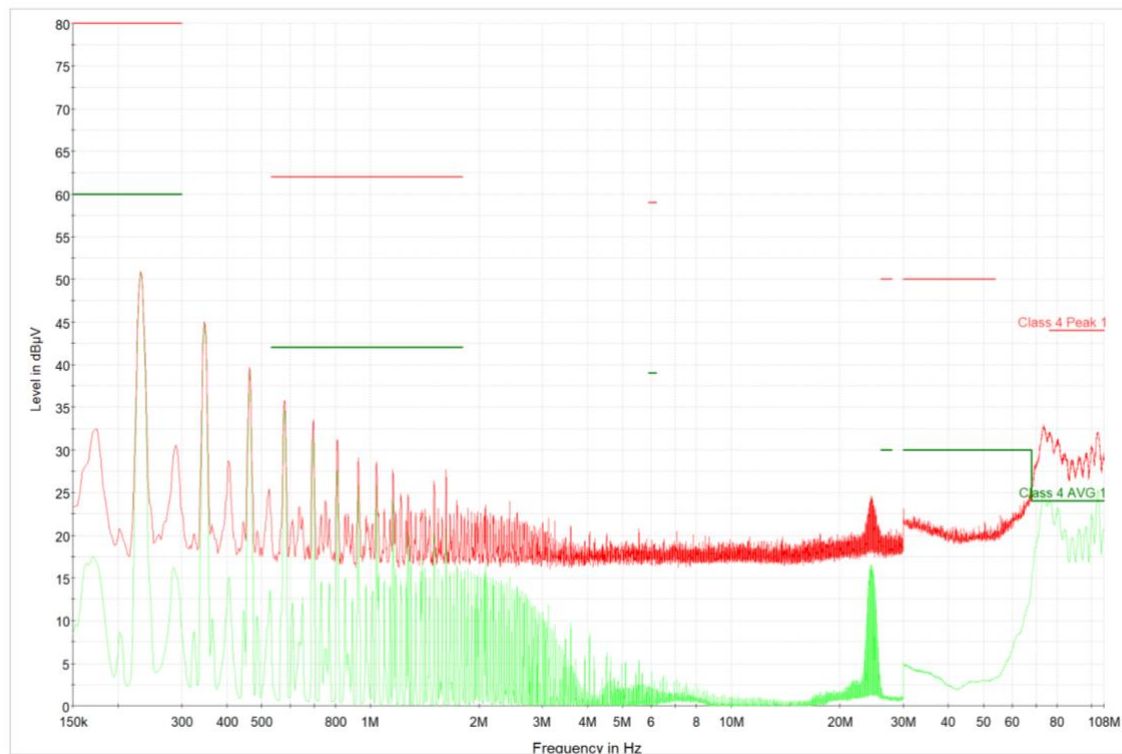


Figur 4.6: Emissionsnivåerna på plussidan med en dämpning på cirka 25 dB μ V från första emissionstoppen vid 220 kHz.

π -filter med 320 μ F ingångskondensator samt ferritpärla:

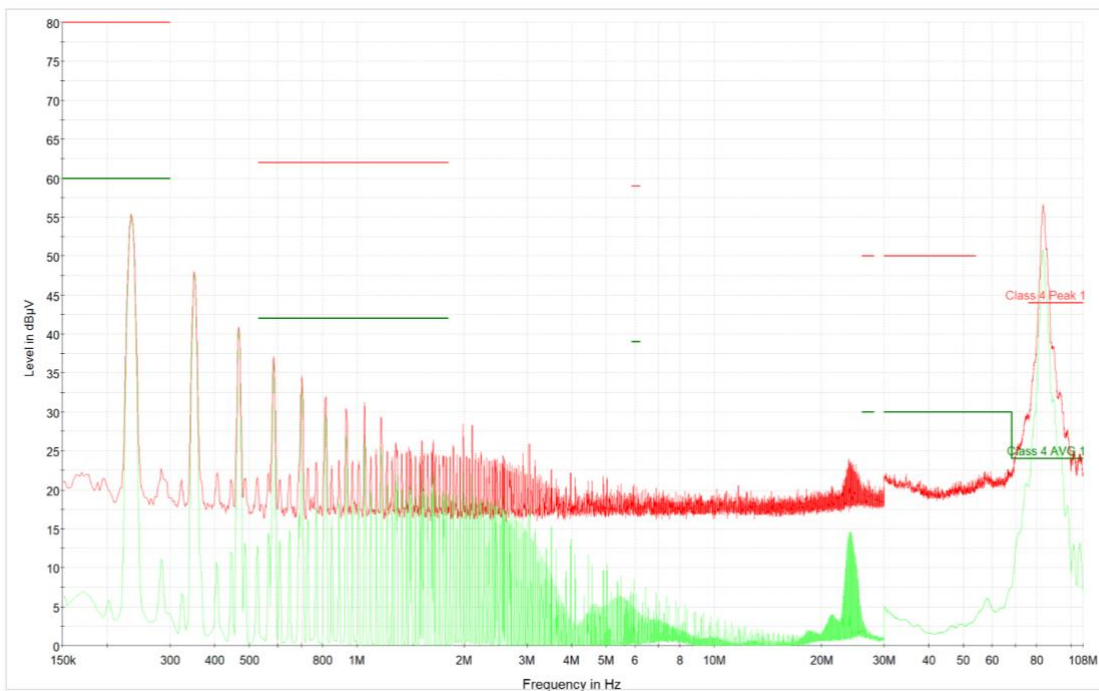


Figur 4.7: Emissionsnivåerna på minussidan, med tillagd ferritpärla, visar en dämpning på cirka 40 dB μ V redan i det lågfrekventa området och cirka 30 dB μ V vid emissionstoppen runt 70–80 MHz. Nivåerna ligger under average-gränsvärdet i hela frekvensintervallet.

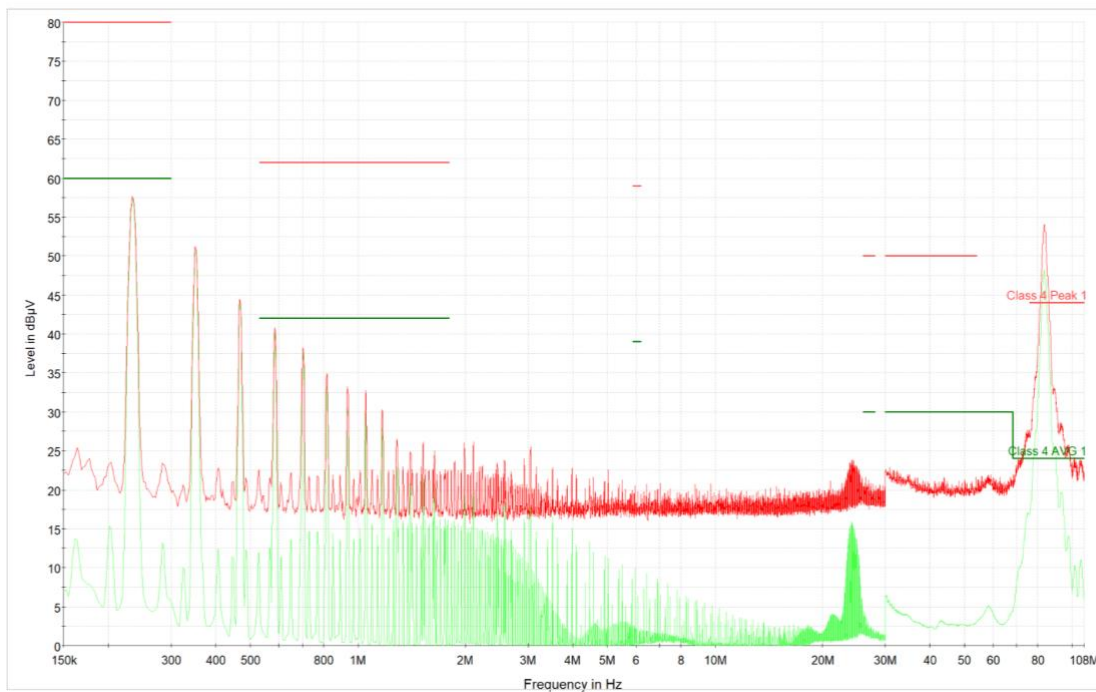


Figur 4.8: Dämpningen på plussidan är något lägre i det lågfrekventa området, cirka 25 dB μ V, jämfört med minussidan. I det högfrekventa området är emissionsnivåerna likvärdiga med minussidan.

π -filter med dämpande resistor och RC filter:

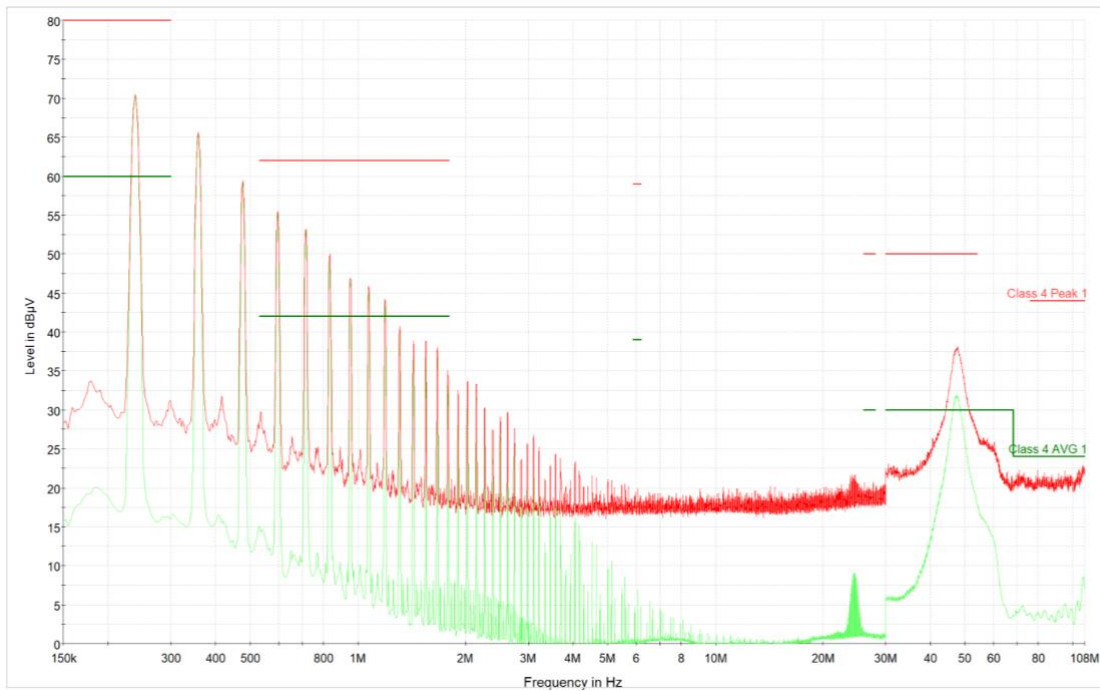


Figur 4.9: Emissionsnivåerna på minussidan är reducerade med cirka 22 dB μ V från den första emissionstoppen vid 220 kHz, och ligger under gränsvärdet upp till cirka 80 MHz.

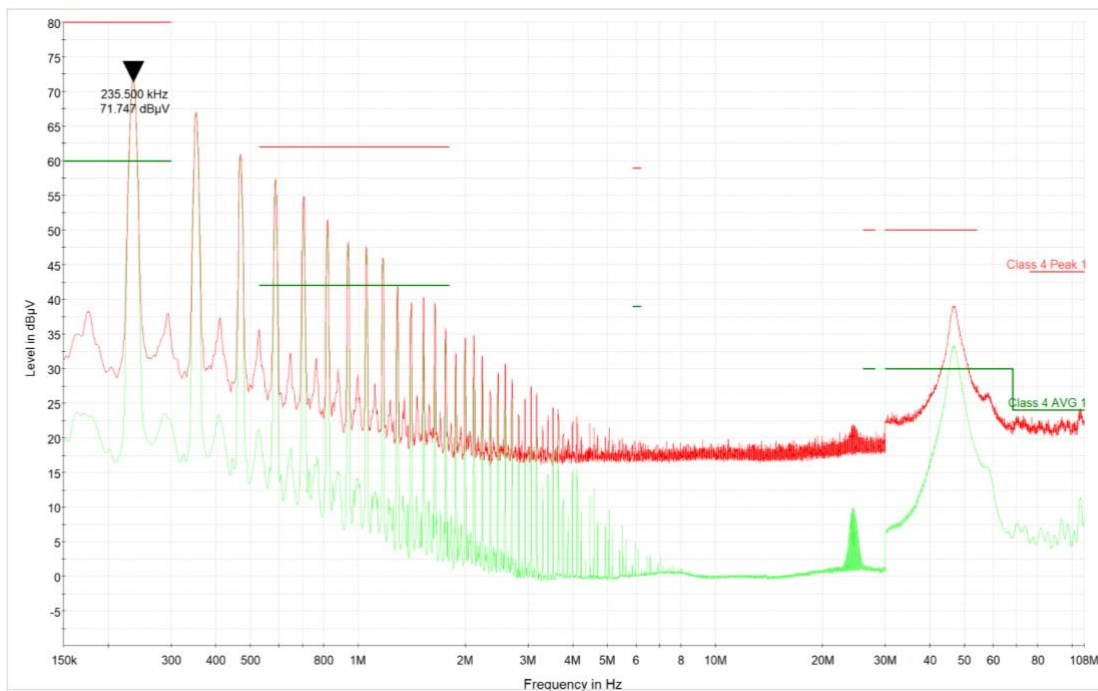


Figur 4.10: Emissionsnivåerna på plussidan är reducerade med cirka 20 dB μ V från den första emissionstoppen vid 220 kHz, och ligger under gränsvärdet upp till runt 80 MHz.

CM + DM filter:



Figur 4.11: Emissionsnivåerna för CM + DM-filtret på minussidan uppvisar en tydligt svagare dämpning än övriga filterkombinationer, med cirka 7 dB μ V reduktion från den första emissionstoppen. Nivåerna ligger över gränsvärdena under större delen av frekvensområdet, men emissionstoppen runt 80 MHz är mer reducerad, med cirka 18–20 dB μ V.



Figur 4.12: Emissionsnivåerna på plussidan för CM + DM-filtret uppvisar liknande resultat som på minussidan.

4.2 Prestanda och verkningsgrad

Resultaten i Tabell 4.1 visar att verkningsgraden har behållits väl oberoende av filterlösning. Skillnaderna mellan de olika konfigurationerna är marginella, där den största variationen är inom knappt en procentenhet. Tabeller för andra belastningsfall finns i bilaga D.

Tabell 4.1 Prestanda och verkningsgrad för de olika filterlösningarna:

Last: 47 Ω	Pin [W]	Put [W]	Verkningsgrad [%]
Utan filter	0.75	0.49	65.3
Med 320 μ F ingångskondensator	0.74	0.48	64.9
π -filter	0.75	0.49	65.7
π -filter med 320 μ F ingångskondensator	0.73	0.48	65.8
π -filter med 1 Ω dämpande resistor	0.75	0.49	65.7
π -filter med RC- filter	0.75	0.49	65.3
CM-filter	0.75	0.49	65.7
DM-filter	0.75	0.49	65.7
CM + DM-filter:	0.75	0.49	65.7

5. Diskussion & analys av resultat

5.1 Resultatdiskussion

5.1.1 π -filter, filterplacering & jordning:

Mätresultaten visar tydligt att π -filtret effektivt dämpar EMI, särskilt vid den första emissionstoppen runt 220 kHz. Där uppnås en dämpning på cirka 20 dB μ V jämfört med den ofiltrerade omvandlaren. Detta är en märkbar förbättring, även om dämpningen är lägre än den som teoretiskt kan förväntas under ideala förhållanden.

Att filtret inte når upp till sin teoretiska dämpning kan förklaras av flera faktorer. I verkliga konstruktioner påverkas filterprestanda negativt av parasitkapacitanser och parasitinduktanser i komponenter och ledningar. Dessa oönskade element introducerar resonanser och förluster som inte beaktas i ideala modeller. Till exempel uppvisar induktorer ett frekvensberoende beteende – vid högre frekvenser ökar den interna förlusten (kärn- och kopparförluster), och parasitkapacitansen mellan lindningsvarv kan leda till att induktorn beter sig mer som en kapacitiv komponent snarare än en induktiv, vilket försämrar dämpningen [22]. I simuleringen lades parasitiska induktanser och kapacitanser till för att försöka modellera detta men som nämndes i metodavsnittet var det utmanande att efterlikna emissionstoppar, framför allt i det högre frekvensområdet.

Det är också viktigt att notera att dämpningen avtar i de högre frekvensbanden, vilket är förväntat då induktorerens självresonansfrekvens (SRF) innebär en gräns över vilken deras impedans sjunker kraftigt. När SRF passeras börjar parasitkapacitansen dominera, vilket gör att komponenten inte längre fungerar som en induktor [22]. Ett RC-filter bestående av keramiska kondensatorer adderades i kombination med π -filtret i syfte att dämpa de höga emissionstopparna omkring 80 MHz. RC-filtret visade dock begränsad effekt, och någon signifikant förbättring i detta frekvensområde kunde inte observeras.

För att uppnå effektiv dämpning bör ett RC-filter placeras så nära störningskällan som möjligt, i detta fall de switchande transistorerna. Tidigare försök att byta ut eller modifiera ingångskondensatorn direkt på kretskortet visade dock att det var mycket svårt att löda fast nya komponenter på PCB:n. På grund av dessa praktiska begränsningar placerades RC-filtret så nära ingången som möjligt.

Jordplanets kvalitet kan även ha stor påverkan på hur väl EMI dämpas [7]. Eftersom π -filtret behövde anslutas till kopparbänken för att uppnå en referensjord, placerades det något längre från omvandlaren än vad som är optimalt ur EMC-synpunkt. Denna avvikelse från ideal placering, i kombination med en jordförbindelse som inte var optimal, kan ha påverkat filterprestandan negativt.

Vid den första mätningen av π -filtret observerades tydlig dämpning på plussidan, medan minussidan visade ett nästan ofiltrerat mönster. Detta indikerade att jordningen till kopparbänken kunde vara otillräcklig. För att förbättra jordkontakten slipades ytan på kopparbänken med sandpapper, varefter mätningen upprepades. Resultatet visade att π -filtret nu presterade lika bra på både plus- och minussidan, vilket stärkte hypotesen att jordningskvaliteten haft en direkt påverkan på filtereffektiviteten.

För att undersöka skillnaden mellan den slipade och den oslipade ytan genomfördes mätningar med en milliohm-mätare. Dock kunde ingen signifikant resistansskillnad identifieras mellan de två ytorna - mätningen visade endast en skillnad på cirka $0.1 \text{ m}\Omega$. Det bör dock noteras att det var utmanande att uppnå tillförlitlig kontakt mot kopparbänken under mätningen, och resistansen minskade ytterligare med 3 - $4 \text{ m}\Omega$ vid ökat tryck mellan mätpets och kopparbänken. Resultaten understryker vikten av att jordningen mellan filter och referensyta har god elektrisk kontakt, i detta fall genom noggrant fasttejpade kopparbänken.

Trots detta visar resultaten att π -filtret ger en kraftig reducering av EMI över stora delar av det testade frekvensområdet. Den filtrerade omvandlaren klarar nu CISPR 25 klass 4-gränsvärden upp till 80 MHz, medan den ofiltrerade omvandlaren överskred gränsvärden genom hela frekvensbandet.

Vid simulering av π -filtret visade det sig att en dämpande resistor i serie med den utgående kondensatorn effektivt minskade resonanspeaken kring brytfrekvensen. Men mätresultatet visade att filtret utan dämpande resistor presterade mer eller mindre lika bra som π -filtret med dämpande resistor. Eftersom extra komponenter både tar upp plats samt ökar kostnaden för filtret valdes därför övriga kombinationer med π -filter utan dämpande resistor. Det förklaras av att resistorn, även om den förbättrar stabiliteten vid låg frekvens, också kan minska den totala dämpningen i högfrekvensområdet.

Det är dock viktigt att notera att om brytfrekvensen hade legat inom eller nära CISPR 25-bandet, hade resonanstoppen i ett odämpat filter blivit mer kritisk - och därmed hade behovet av extra dämpning blivit större.

5.1.2 CM + DM-filter

Trots att både CM- och DM-filtret utformades för att ge dämpning redan från 150 kHz, visade mätresultaten att den förväntade dämpningen i det lägre frekvensområdet inte uppnåddes.

Dämpningen inom intervallet 150–500 kHz var begränsad, vilket tyder på att den kombinerade lösningen inte var fullt optimerad för dessa frekvenser. Däremot kunde en tydlig förbättring observeras i det högre frekvensområdet, särskilt över 30 MHz.

Ett möjligt förbättringsförslag vore att undersöka en konfiguration med endast en CM-choke i kombination med π -filtret. π -filtret visade god dämpning i det låga till mellanfrekventa området, medan CM-filtret ensamt uppnådde nära 50 dB μ V dämpning vid 30 MHz.

Vidare bör det undersökas om CM-störningarna är dominanta redan vid 220 kHz, eller om de uppträder vid högre frekvenser. Det skulle kunna indikera behovet av en anpassad dimensionering av CM-filtret för att förbättra dämpningen även i det lägre området.

Eftersom projektet var tidsbegränsat fanns det dock inte utrymme för ytterligare iterationer. Det är värt att notera att design av EMI-filter ofta är en iterativ process som kräver flera mätningar, analyssteg och förbättringsåtgärder för att ta fram ett effektivt och brett dämpande filter.

5.1.3 π -filter + 320 μ F ingångskondensator + ferritpärla

Den lösning som visade bäst prestanda var kombinationen av π -filtret och en förstärkt ingångskapacitans. En elektrolytkondensator på 220 μ F kopplades parallellt med den befintliga ingångskondensatorn på 100 μ F, vilket gav en total kapacitans på 320 μ F.

Mätresultaten visade att denna förstärkta ingångsfiltrering gav en dämpning som överträffade den som simulerats. Trots detta överskreds gränsvärdena enligt CISPR 25 för emissionstoppar vid 60 MHz och uppåt i frekvens.

För att ytterligare minska de höga emissionstopparna kring 80 MHz, kopplades en ferritpärla in vid ingången, som illustreras i figur C12 i bilaga C. Med ferritpärlan på plats kunde man

observera att EMI-nivåerna på minussidan för average-mätningen låg under gränsvärdet i hela frekvensområdet, vilket innebär godkänd prestanda enligt CISPR 25. På plussidan kvarstod en topp vid 70 MHz som låg strax över gränsvärdet, med en nivå på något över 25 dB μ V. Detta motsvarar dock en dämpning med nästan 20 dB μ V jämfört med lösningen utan ferritpärla, vilket tydligt visar på ferritpärlans effektivitet vid högfrekvent EMI-dämpning.

En nackdel med ferritpärlor är deras relativt stora storlek och vikt, vilket kan vara en begränsande faktor i applikationer där utrymme och vikt är viktiga designparametrar. Trots detta visar resultaten att ferritpärlor är ett mycket effektivt komplement i högfrekvensområdet där andra filterkomponenter tappar verkan.

5.2 Miljöpåverkan och etiska aspekter

Att ta hänsyn till EMC redan i designfasen är inte bara avgörande för att säkerställa att produkter fungerar som de ska och inte orsakar störningar eller olyckor – det har också en tydlig koppling till miljömässig och etisk hållbarhet. Om åtgärder mot EMI behöver införas i efterhand, till exempel genom externa filterlösningar, innebär det ökade materialkostnader, mer komponentanvändning och längre produktions- och transportkedjor. Detta leder i sin tur till ett större resursuttag och mer elektroniskt avfall. Genom att arbeta förebyggande med EMC kan man alltså både undvika onödiga tekniska och ekonomiska problem, och samtidigt bidra till att minska produktens miljöpåverkan.

6. Slutsats

Den lösning som gav bäst resultat ur ett EMI-perspektiv var kombinationen av ett π -filter med en utökad ingångskapacitans på totalt 320 μF (100 μF + 220 μF) samt en ferritpärla vid ingången. Ferritpärlan visade sig vara ett mycket effektivt komplement för att minska höga emissionstoppar i det övre frekvensområdet, även om dess storlek och vikt kan vara begränsande faktorer i vissa tillämpningar. π -filtret med 320 μF ingångskondensator gav även en förbättring i verkningsgrad på 0.5 % jämfört med den omodifierade omvandlaren.

π -filtret visade sig även vara det mest mångsidiga filtret under test, med god dämpning över ett brett frekvensområde, särskilt mellan 150 kHz och 80 MHz. Detta gör det till en stark kandidat i design av EMI-reducerande lösningar i liknande system. Däremot visade sig CM- och DM-filtret prestera relativt svagt i det lägre frekvensområdet. CM-filtret gav däremot märkbar dämpning vid högre frekvenser, omkring 30 MHz och uppåt.

En möjlig förbättring för framtida arbete är att undersöka kombinationen av en CM-choke tillsammans med π -filtret. Detta skulle kunna kombinera fördelarna med bredbandsdämpning från π -filtret och högfrekvent dämpning från CM-choken.

Vidare hade det varit intressant att jämföra ett EMI-filter med en lösning baserad på Spread Spectrum-modulering, som beskrivs i teoriavsnittet. En implementering med en integrerad krets med Spread Spectrum-teknik, i kombination med en förstärkt ingångskapacitans, skulle kunna ge insikt i hur effektiv en sådan lösning är jämfört med traditionell filterdesign.

7. Referenser

- [1] A. Ramanath, "What Is a DC-DC Converter and How Does It Work?", EEPower. [Online]. Jun. 2022. Tillgänglig: <https://eepower.com/technical-articles/what-is-a-dc-dc-converter-and-how-does-it-work/> [Hämtad: 2025-03-24].
- [2] Monolithic Power Systems, "Basic Working Principle of the Topology", [Online]. Tillgänglig: <https://www.monolithicpower.com/en/buck-converter-topology-design-guide/fundamental-concepts-and-theory/basic-working-principle> [Hämtad: 2025-03-26].
- [3] R. W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, 1st ed. New York, NY: Springer, 1997, s. 6. [Online]. Tillgänglig: <https://doi.org/10.1007/978-1-4615-7646-4>. [Hämtad 2025-08-20].
- [4] Texas Instruments, "PCB Design Guidelines for Reduced EMI with DC/DC Converters", Application Report SNVAA93, [Online] Mar. 2014. Tillgänglig: <https://www.ti.com/lit/an/snvaa93/snvaa93.pdf> [Hämtad: 2025-03-27].
- [5] *Basics of EMI Filters*, Kyoto, Japan: Murata Manufacturing, 1998. [Online]. Tillgänglig: <https://datasheet.datasheetarchive.com/originals/library/Datasheets-UEA1/DSAFRAZ008703.pdf> [Hämtad: 2025-02-13].
- [6] B. Odhiambo, "EMI: Understanding the Causes in Power Electronics," EEPower. [Online]. Nov. 2023. Tillgänglig: <https://eepower.com/technical-articles/emi-understanding-the-causes-in-power-electronics/> [Hämtad: 2025-02-13].
- [7] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2003
<https://www.monolithicpower.com/en/buck-converter-topology-design-guide/fundamental-concepts-and-theory/basic-working-principle> [Hämtad: 2025-03-26].

[8] Coilcraft, *A Guide to Understanding Common Mode Chokes*. [Online]. Tillgänglig: <https://www.coilcraft.com/en-us/edu/series/a-guide-to-understanding-common-mode-chokes/> [Hämtad: 2025-04-08].

[9] Texas Instruments, *EMI Reduction Technique, Dual Random Spread Spectrum*, Application Report SNVA974A, Mar. 2023. [Online]. Tillgänglig: <https://www.ti.com/lit/an/snva974a/snva974a.pdf> [Hämtad: 2025-04-10].

[10] B. Jacobs, "Using Spread-Spectrum Techniques to Manage Switching Power Supply EMI," *Digi-Key Electronics*, Feb. 2020. [Online]. Tillgänglig: <https://www.digikey.com/en/articles/using-spread-spectrum-techniques-to-manage-switching-power-supply-emi>. [Hämtad: 2025-04-22].

[11] Astrodyne TDI, "EMI Shielding vs Filtering – What's the Difference?," *Astrodyne TDI*, Jun. 9, 2022. [Online]. Tillgänglig: <https://www.astrodynetdi.com/blog/emi-shielding-vs-filtering> [Hämtad 2025-05-09]

[12] D. K. Molnar, "RF Absorption Loss of Shielding Materials," *In Compliance Magazine*, May 1, 2014. [Online]. Tillgänglig: <https://incompliancemag.com/rf-absorption-loss-of-shielding-materials/> [Hämtad 2025-05-09]

[13] B. Griffith, "Ferrite Beads Demystified," *Analog Dialogue*, Analog Devices, Oct. 2006. [Online]. Tillgänglig: <https://www.analog.com/en/resources/analog-dialogue/articles/ferrite-beads-demystified.htm>. [Hämtad: 2025-04-22].

[14] Richtek Technology Corporation, *Reducing EMI in Buck Converters*, Application Note AN045. [Online]. Tillgänglig: <https://www.richtek.com/Design%20Support/Technical%20Document/AN045> [Hämtad: 2025-04-10].

[15] B. Carsten, *Layout Tips for EMI Reduction in DC/DC Converters*, Application Note AN-2155, Texas Instruments, Apr. 2013. [Online]. Tillgänglig: <https://www.ti.com/lit/an/snva638a/snva638a.pdf> [Hämtad: 2025-04-11].

- [16] ROHM Semiconductor, *PCB Layout Techniques of Buck Converter*, Application Note. [Online]. Tillgänglig: https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/applinote/ic/power/switching_regulator/convert_er_pcb_layout_appli-e.pdf [Hämtad: 2025-04-10].
- [17] “Practical Application of Middlebrook Filter Criteria,” EEPower, [Online]. Tillgänglig: <https://eepower.com/technical-articles/practical-application-of-middlebrooks-filter-criteria/>. [Hämtad: 2025-04-04].
- [18] T. Williams and R. Barry, “EMI filter components and their nonidealities,” *Texas Instruments*, Application Report SLYT782, Jun. 2022. [Online]. Tillgänglig: <https://www.ti.com/lit/an/slyt782/slyt782.pdf> [Hämtad: 2025-05-04]
- [19] A. F. Arcos, A. M. Pernía, and L. Martínez, “Comparison of damping techniques for LCL and LC filters,” in *Proc. ECCE Asia*, Jun. 2016. [Online]. Tillgänglig: https://vbn.aau.dk/ws/portalfiles/portal/244495484/ECCE_Asia_2016_LCL_LC.pdf [Hämtad: 2025-05-12]
- [20] “RC Snubber Design Example Tutorial,” *Next.gr*, [Online]. Tillgänglig: <https://next.gr/tutorials/filter-design/rc-snubber-design-example-tutorial>. [Hämtad: 2025-04.25].
- [21] “Low Pass Filter,” *Electronics-Tutorials.ws*, [Online]. Tillgänglig: https://www.electronics-tutorials.ws/filter/filter_2.html. [Hämtad: 2025-05-12].
- [22] B. Carsten, *Choosing Inductors and Capacitors for DC/DC Converters*, Texas Instruments, Application Report SLVA157, Feb. 2004. [Online]. Tillgänglig: <https://www.ti.com/lit/an/slva157/slva157.pdf> [Hämtad: 2025-05-14]

Bilagor

Bilaga A – Matlabkod och mätdata

Tabell A1: Matlab-kod för CM & DM-graf

```
% Läs in datan

data = readtable('emi_data_CM_DM_cleaned_rounded.csv');

% Extrahera kolumner
f = data.Frequency_Hz;
VCM = data.VCM_dBuV;
VDM = data.VDM_dBuV;

% Dimensionera grafens utseende

figure('Color', 'w', 'Position', [100, 100, 1000, 600]);
semilogx(f, VCM, 'b-', 'LineWidth', 1.5); hold on;
semilogx(f, VDM, 'r--', 'LineWidth', 1.5);

% Axlar och etiketter
grid on;
xlim([1.5e5, 1.08e8]); % 150 kHz till 108 MHz
xlabel('Frekvens [Hz]', 'FontSize', 12);
ylabel('Spänning [dB\muV]', 'FontSize', 12);
title('Common Mode och Differential Mode EMI', 'FontSize', 14);
legend('Common Mode (VCM)', 'Differential Mode (VDM)', 'Location',
'Best');
set(gca, 'FontSize', 11);
```

Tabell A2: Data från S11-parametermätning av omvandlaren vid 47 Ω belastning

Freq_MHz	S11_real	S11_imag
0.1	0.9971	-0.0394
0.1036	0.9976	-0.0406
0.1073	0.9976	-0.0418
0.1111	0.9979	-0.0431
0.115	0.998	-0.0447
0.1191	0.9983	-0.0462
0.1234	0.998	-0.0477
0.1278	0.9981	-0.049
0.1323	0.9982	-0.0508
0.137	0.9977	-0.0526
0.1419	0.9978	-0.0541
0.147	0.9976	-0.0562
0.1522	0.9975	-0.058
0.1576	0.9976	-0.0601
0.1633	0.9973	-0.0621
0.1691	0.9972	-0.0642
0.1751	0.9973	-0.066
0.1814	0.997	-0.0686
0.1878	0.9967	-0.0708
0.1945	0.9968	-0.0731
0.2014	0.9963	-0.0756
0.2086	0.9963	-0.0785
0.216	0.996	-0.0812
0.2237	0.9959	-0.084
0.2317	0.9958	-0.087
0.24	0.9955	-0.0901
0.2485	0.9953	-0.0932
0.2574	0.9945	-0.0963
0.2666	0.9945	-0.0996
0.2761	0.9939	-0.1031
0.2859	0.9936	-0.1069
0.2961	0.9932	-0.1107
0.3066	0.9932	-0.1133
0.3176	0.9927	-0.1172
0.3289	0.9919	-0.1215
0.3406	0.9916	-0.1257
0.3527	0.9909	-0.1302
0.3653	0.9899	-0.1351
0.3783	0.99	-0.1395
0.3918	0.9888	-0.1446
0.4058	0.9886	-0.1495
0.4202	0.9872	-0.1547

0.4352	0.9862	-0.1602
0.4507	0.9855	-0.1661
0.4668	0.9845	-0.1713
0.4834	0.9832	-0.1776
0.5006	0.9822	-0.1838
0.5185	0.981	-0.19
0.537	0.9794	-0.1969
0.5561	0.9779	-0.2039
0.5759	0.9767	-0.2108
0.5964	0.975	-0.2183
0.6177	0.9732	-0.226
0.6397	0.971	-0.2332
0.6625	0.969	-0.2416
0.6861	0.9667	-0.2502
0.7105	0.9644	-0.2589
0.7359	0.962	-0.2676
0.7621	0.9593	-0.2768
0.7892	0.9561	-0.2864
0.8174	0.9532	-0.296
0.8465	0.9499	-0.3064
0.8767	0.9464	-0.3168
0.9079	0.9423	-0.3273
0.9403	0.9385	-0.3383
0.9738	0.9343	-0.3499
1.0085	0.9298	-0.3613
1.0444	0.9247	-0.374
1.0816	0.9192	-0.3862
1.1202	0.914	-0.3988
1.1601	0.9073	-0.4117
1.2014	0.9013	-0.4255
1.2442	0.8943	-0.4392
1.2886	0.8875	-0.4535
1.3345	0.8794	-0.4678
1.382	0.8711	-0.4827
1.4313	0.8619	-0.4981
1.4823	0.8527	-0.5132
1.5351	0.8425	-0.5295
1.5898	0.8321	-0.5456
1.6465	0.8207	-0.562
1.7052	0.8087	-0.5793
1.7659	0.7955	-0.5963
1.8288	0.782	-0.614
1.894	0.7676	-0.6317
1.9615	0.752	-0.6491
2.0314	0.7354	-0.6671

2.1038	0.7185	-0.6853
2.1788	0.6999	-0.7043
2.2564	0.6803	-0.7223
2.3368	0.6601	-0.7402
2.4201	0.6384	-0.759
2.5063	0.6153	-0.777
2.5957	0.5911	-0.7953
2.6882	0.5659	-0.8127
2.7839	0.5385	-0.8308
2.8832	0.5101	-0.8477
2.9859	0.4813	-0.8644
3.0923	0.4498	-0.8801
3.2025	0.4174	-0.8953
3.3166	0.3826	-0.9102
3.4348	0.3468	-0.9243
3.5572	0.3102	-0.9368
3.684	0.2717	-0.9484
3.8153	0.2322	-0.9577
3.9512	0.1908	-0.9664
4.092	0.1481	-0.9733
4.2378	0.1044	-0.9782
4.3889	0.059	-0.9813
4.5453	0.0129	-0.9822
4.7072	-0.0342	-0.9815
4.875	-0.0825	-0.9782
5.0487	-0.1319	-0.9721
5.2286	-0.1815	-0.9635
5.4149	-0.2314	-0.9515
5.6079	-0.2822	-0.9376
5.8077	-0.3324	-0.9202
6.0147	-0.3828	-0.8997
6.229	-0.4326	-0.8763
6.451	-0.4819	-0.8491
6.6809	-0.5302	-0.819
6.919	-0.5773	-0.7858
7.1655	-0.6231	-0.749
7.4209	-0.6675	-0.7095
7.6853	-0.7097	-0.6663
7.9592	-0.7496	-0.6204
8.2428	-0.7873	-0.5713
8.5366	-0.8215	-0.5198
8.8408	-0.8531	-0.4654
9.1558	-0.8818	-0.4083
9.4821	-0.9063	-0.3497
9.82	-0.9276	-0.2882

10.17	-0.9446	-0.2256
10.5324	-0.9574	-0.1614
10.9077	-0.9662	-0.0961
11.2964	-0.9706	-0.0298
11.699	-0.9696	0.0364
12.1158	-0.9654	0.1026
12.5476	-0.9563	0.1683
12.9947	-0.9425	0.2332
13.4578	-0.9242	0.2973
13.9374	-0.9021	0.3604
14.4341	-0.8757	0.4208
14.9484	-0.8451	0.4793
15.4811	-0.8108	0.5361
16.0328	-0.7731	0.5901
16.6041	-0.7318	0.641
17.1958	-0.688	0.6883
17.8086	-0.6411	0.7328
18.4432	-0.5917	0.7742
19.1005	-0.5406	0.8117
19.7811	-0.4874	0.8451
20.486	-0.4322	0.8755
21.2161	-0.3759	0.9017
21.9721	-0.3188	0.924
22.7551	-0.2611	0.9427
23.566	-0.2029	0.9573
24.4058	-0.1445	0.9687
25.2755	-0.0864	0.9766
26.1762	-0.0285	0.9804
27.109	0.0285	0.9811
28.0751	0.0853	0.9784
29.0755	0.1401	0.9728
30.1116	0.1949	0.964
31.1847	0.248	0.9525
32.296	0.3	0.938
33.4469	0.3501	0.9211
34.6388	0.3986	0.9015
35.8732	0.4456	0.88
37.1515	0.4907	0.8561
38.4754	0.5339	0.8305
39.8465	0.5757	0.8023
41.2664	0.6155	0.7728
42.737	0.6539	0.7415
44.26	0.6904	0.7078
45.8372	0.725	0.6724
47.4707	0.7574	0.6333

49.1623	0.786	0.5918
50.9142	0.8058	0.5513
52.7285	0.8293	0.5183
54.6076	0.8588	0.4774
56.5536	0.8824	0.4289
58.5689	0.899	0.3773
60.656	0.9106	0.3237
62.8175	0.9168	0.27
65.056	0.9052	0.2213
67.3744	0.908	0.1755
69.7753	0.9127	0.1437
72.2618	0.9265	0.0771
74.8369	0.934	-0.0085
77.5037	0.9087	-0.1328
80.2656	0.8104	-0.2949
83.1259	0.5299	-0.485
86.0882	-0.0873	-0.2054
89.156	0.1332	0.5458
92.3331	0.6244	0.5567
95.6235	0.7718	0.413
99.031	0.8655	0.338
102.56	0.9302	0.2462
106.2148	0.9617	0.1616
110.0	0.9775	0.0876

Tabell A3: Matlabkod för S11-paramettermätning

```

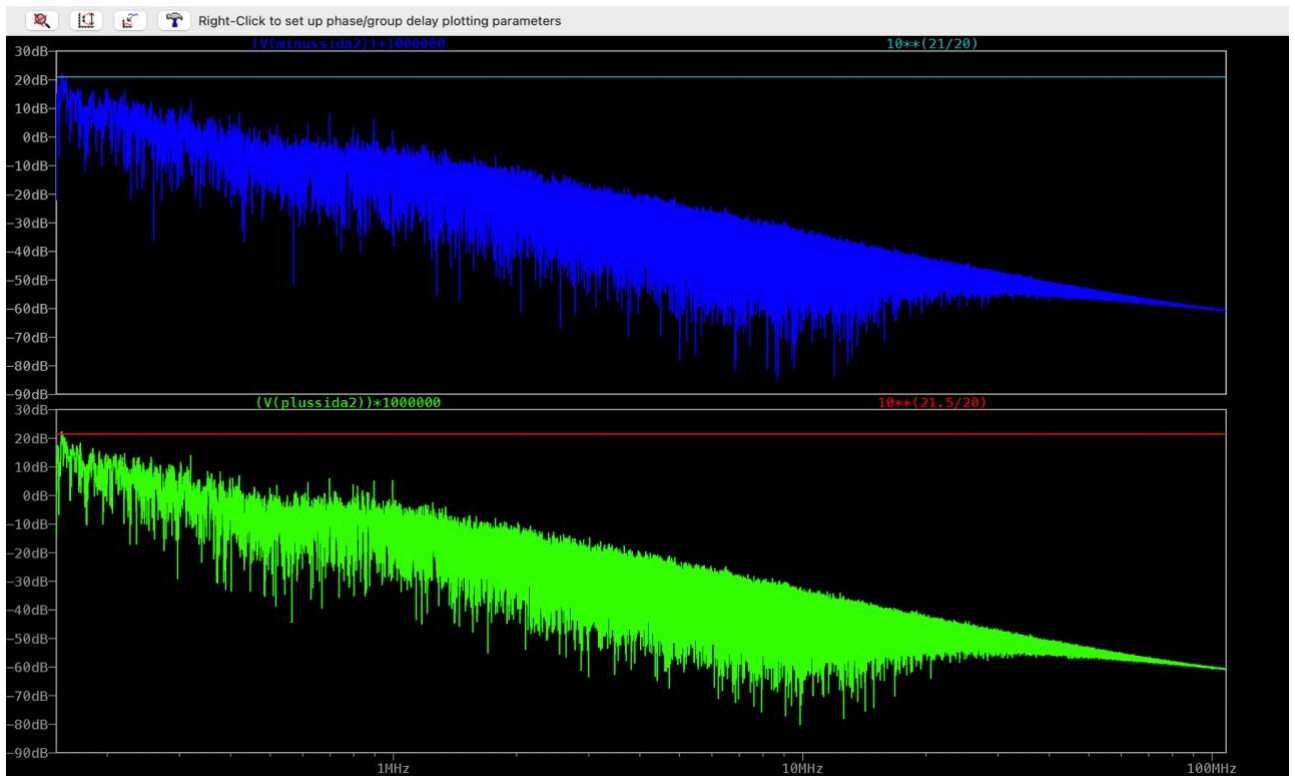
% Läs in mätdata

data = readtable('Rounded_S11_Data.csv');
% Extrahera frekvens i Hz
f = data.Frequency_Hz * 1e6; % från MHz till Hz
% Skapa komplex S11
S11 = complex(data.S11_real, data.S11_imag);
% Definiera referensimpedans
Z0 = 50;
% Beräkna inimpedans
Zin = Z0 * (1 + S11) ./ (1 - S11);

% Plotta graf
figure;
semilogx(f, abs(Zin));
xlabel('Frekvens (Hz)');
ylabel('Inimpedans |Z_{in}| (Ohm)');
title('Inimpedans beräknad från S11');
grid on;
xlim([150e3, 108e6]);

```

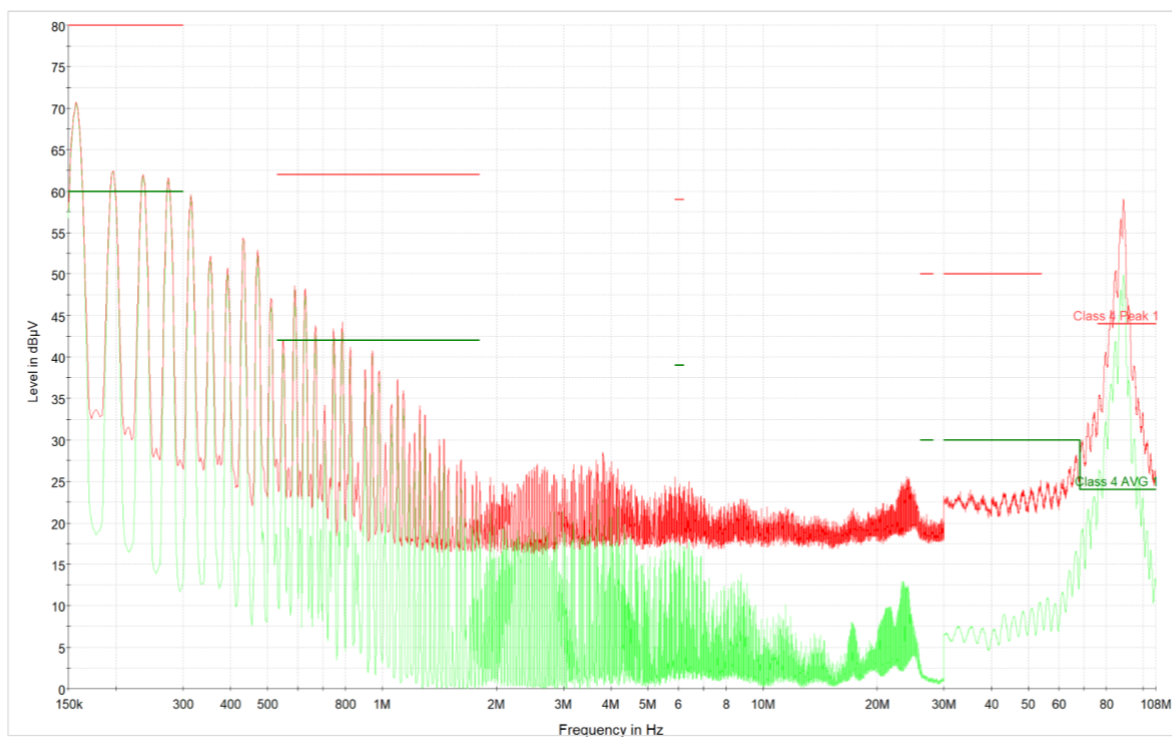
Bilaga B - Frekvensdomänanalys i LTspice med FFT



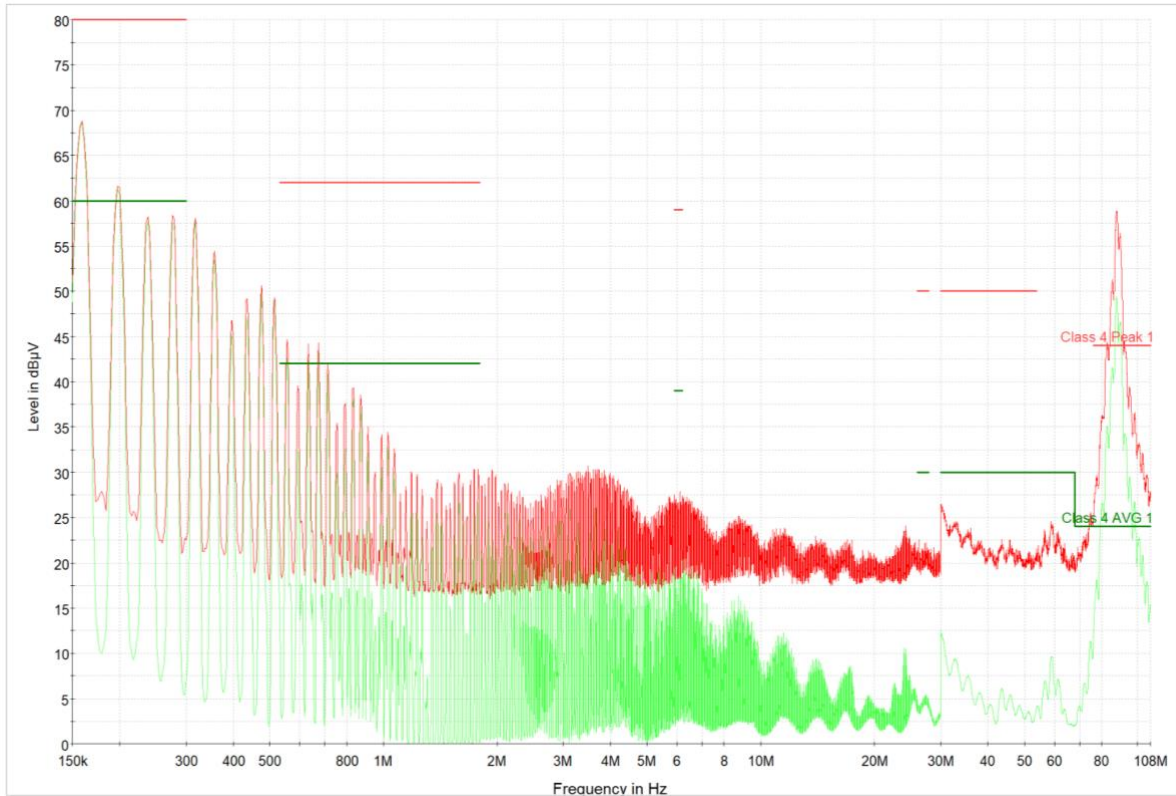
Figur B1. Simuleringsresultat för plus- och minussidan med kombinerat CM- och DM-filter.

Bilaga C - EMI resultat för övriga laster

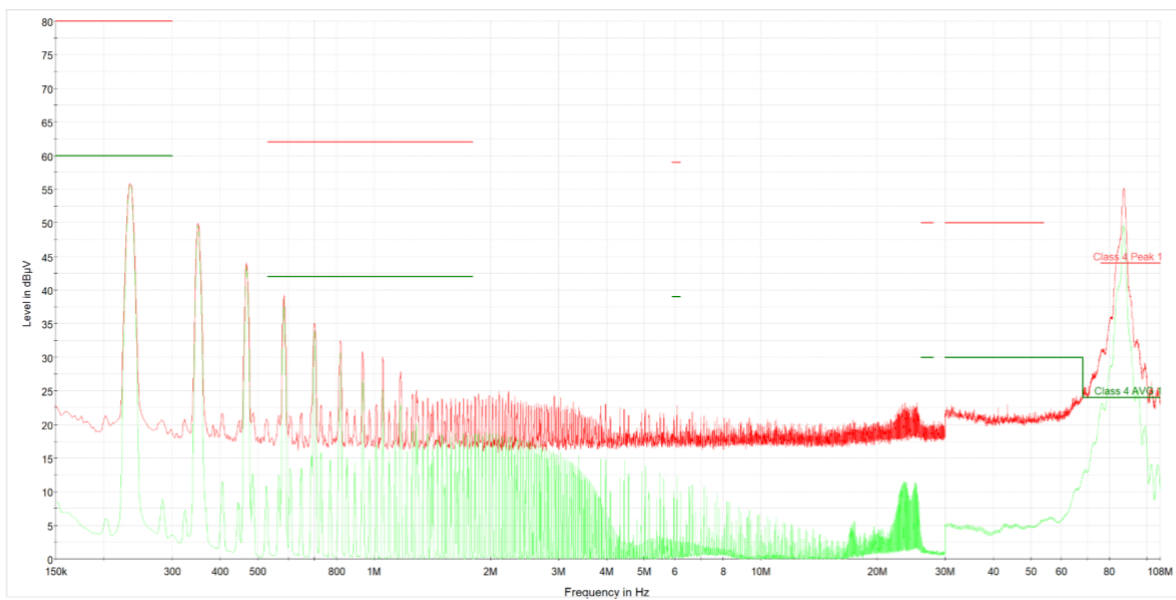
π -filter:



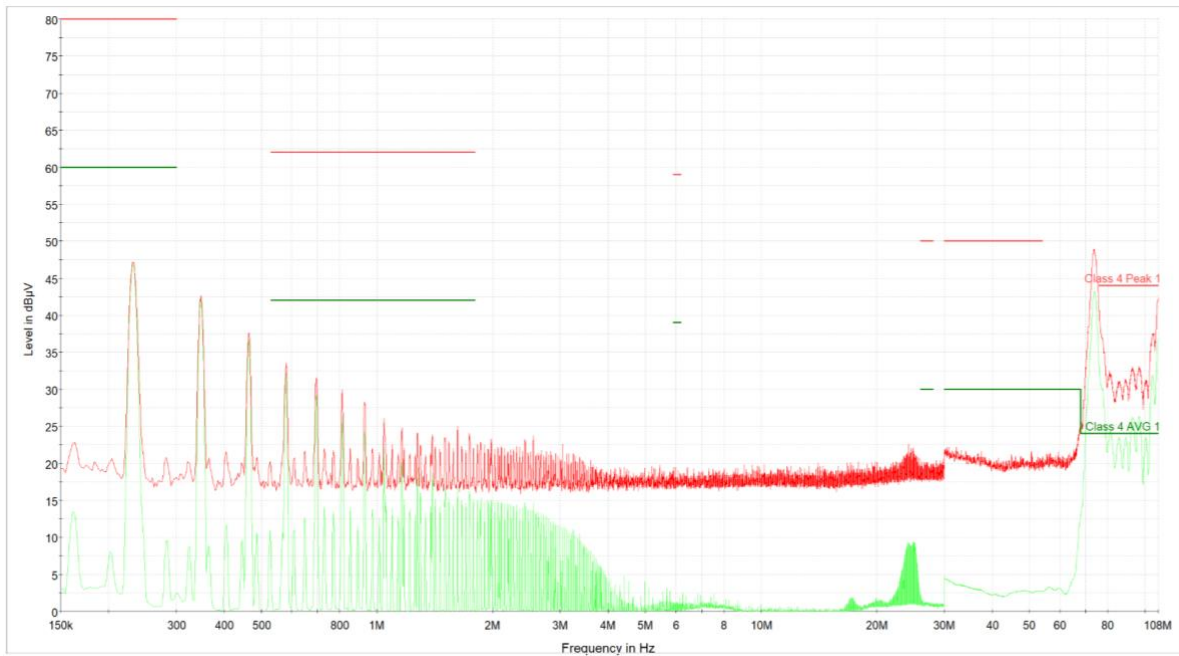
Figur C1. Ledningsbunden emission i minussidan vid 5 Ω belastning.



Figur C2. Ledningsbunden emission i plussidan vid 5 Ω belastning.



Figur C3. Ledningsbunden emission i minussidan vid 70 Ω belastning.

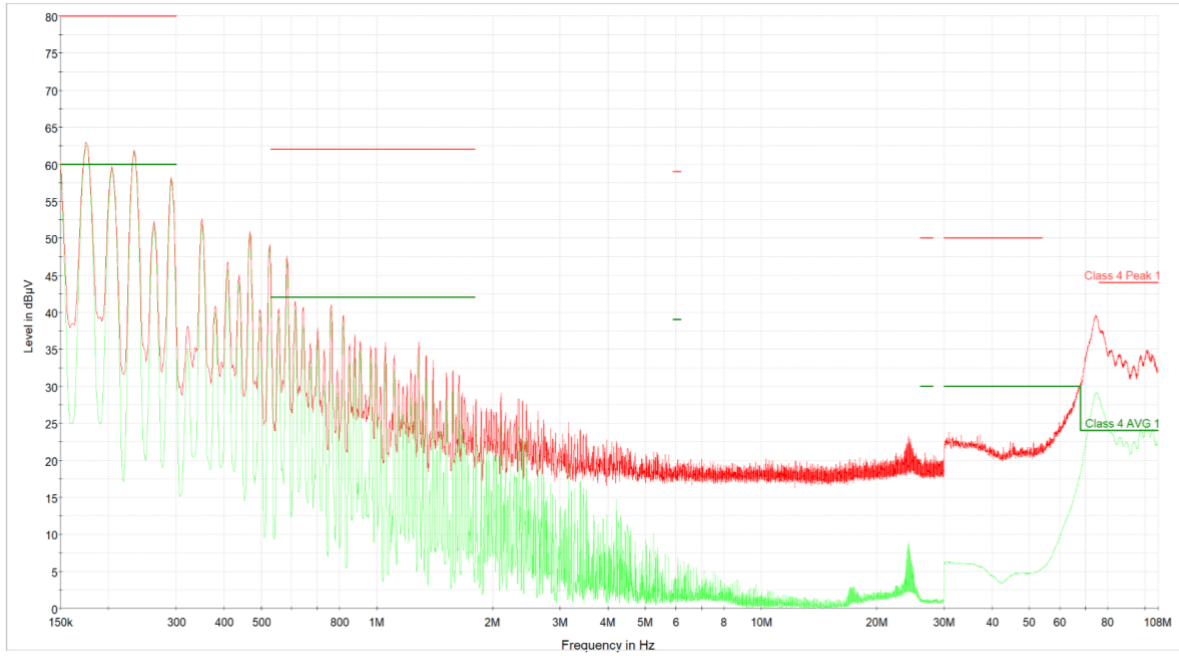


Figur C4. Ledningsbunden emission i plussidan vid 70 Ω belastning.

π -filter med 320 μ F ingångskondensator:



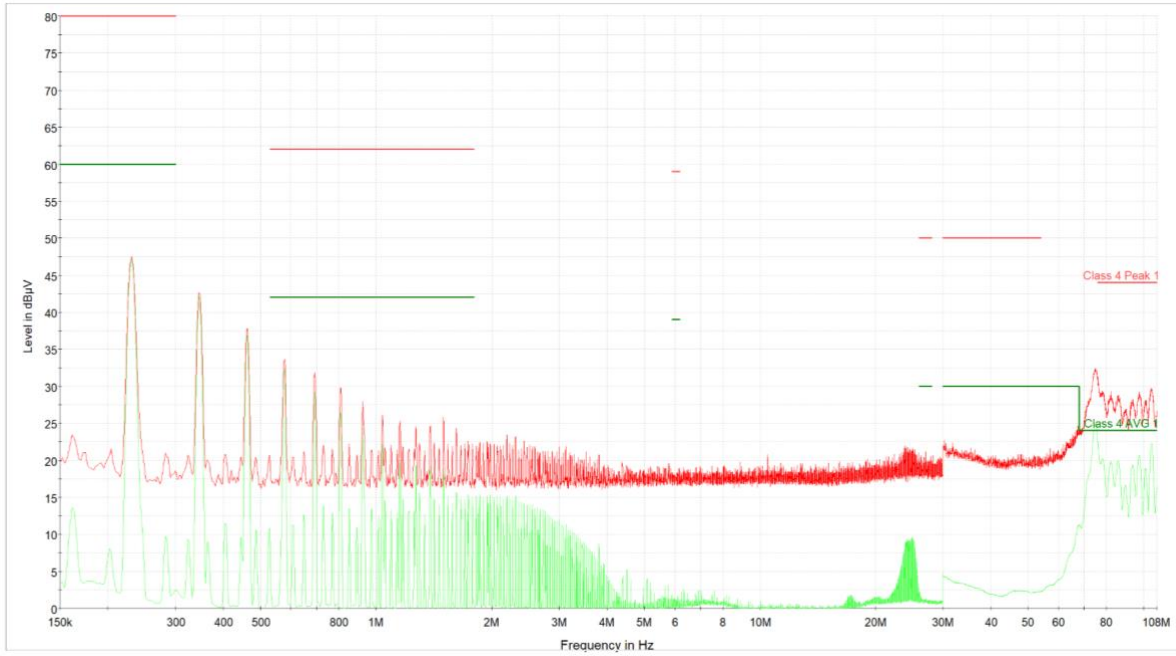
Figur C5. Ledningsbunden emission i minussidan vid 5 Ω belastning.



Figur C6. Ledningsbunden emission i plussidan vid 5 Ω belastning.

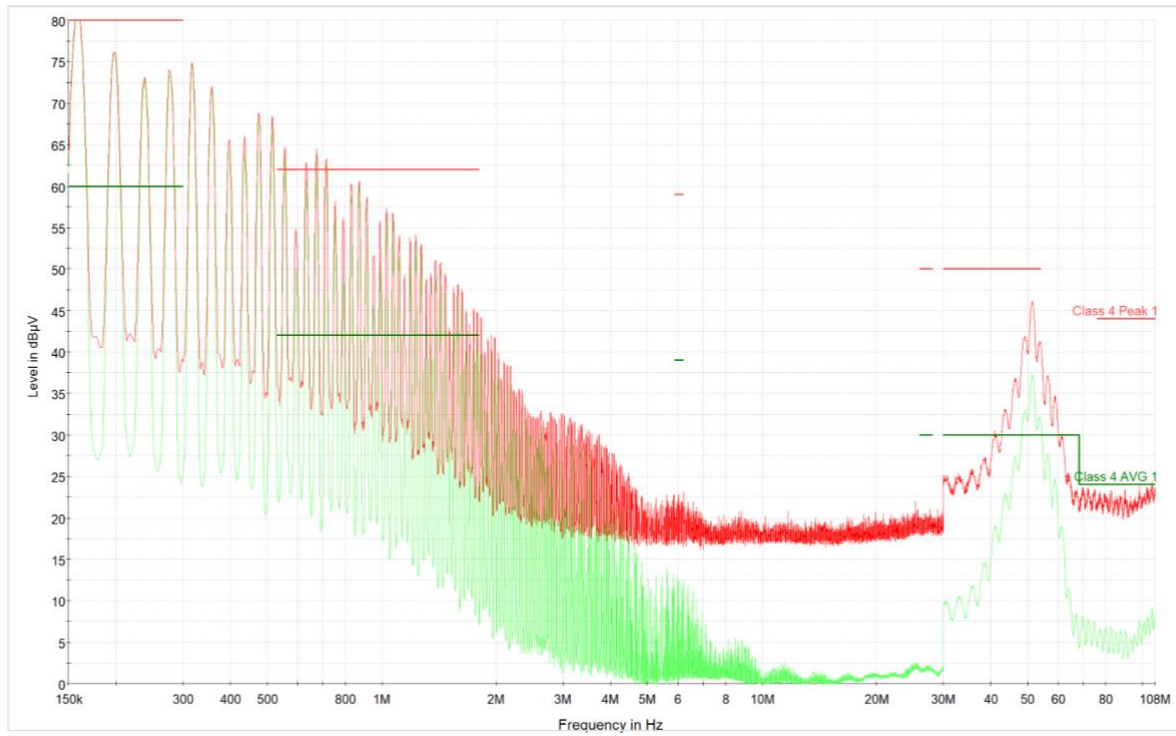


Figur C7. Ledningsbunden emission i minussidan vid 70 Ω belastning.

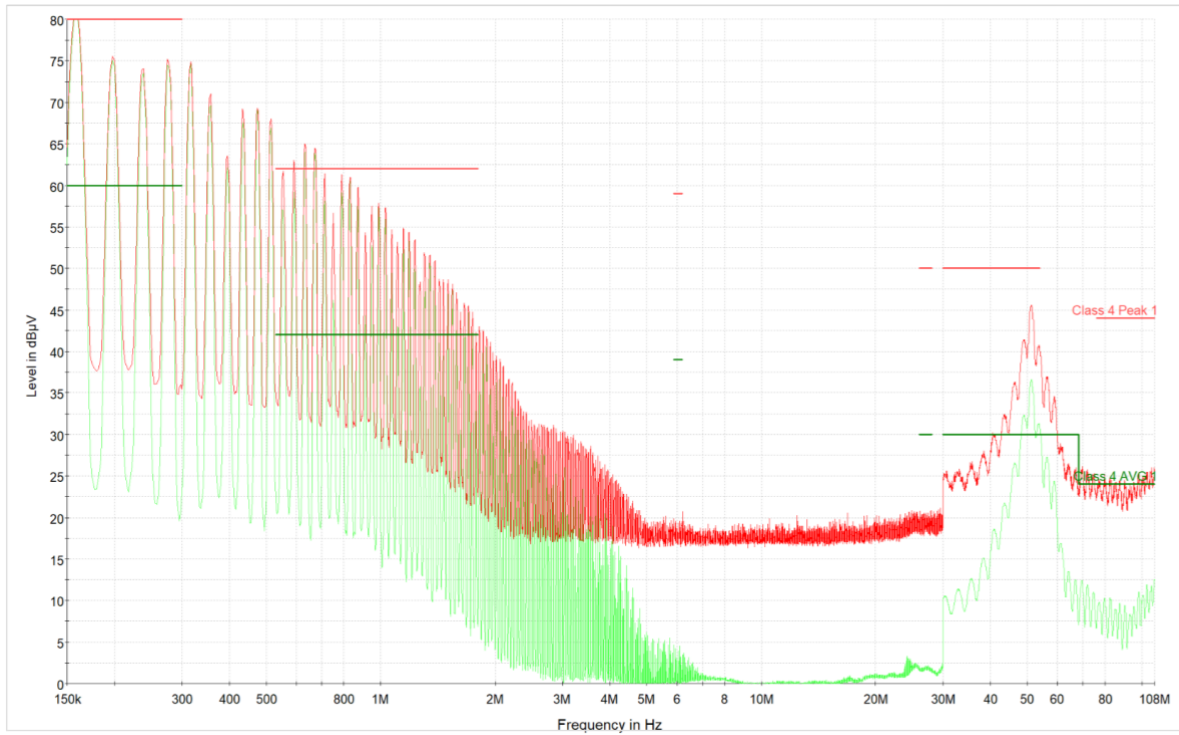


Figur C8. Ledningsbunden emission i plussidan vid 70 Ω belastning.

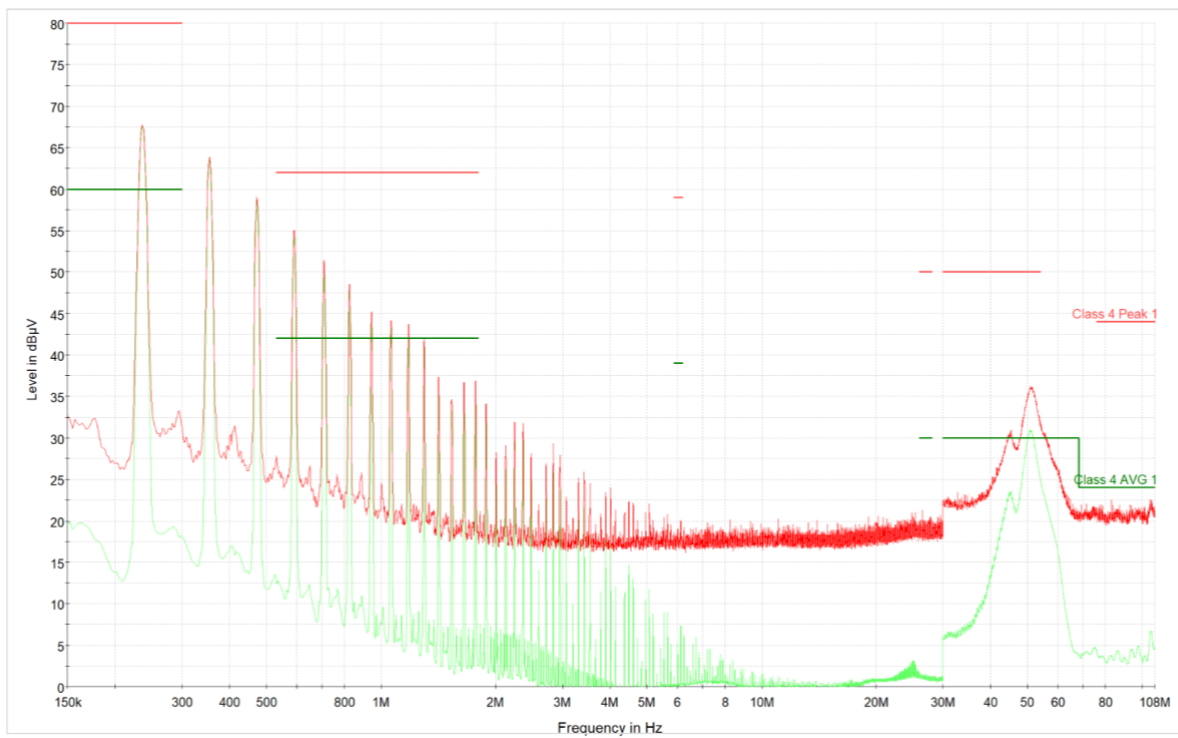
CM + DM-filter:



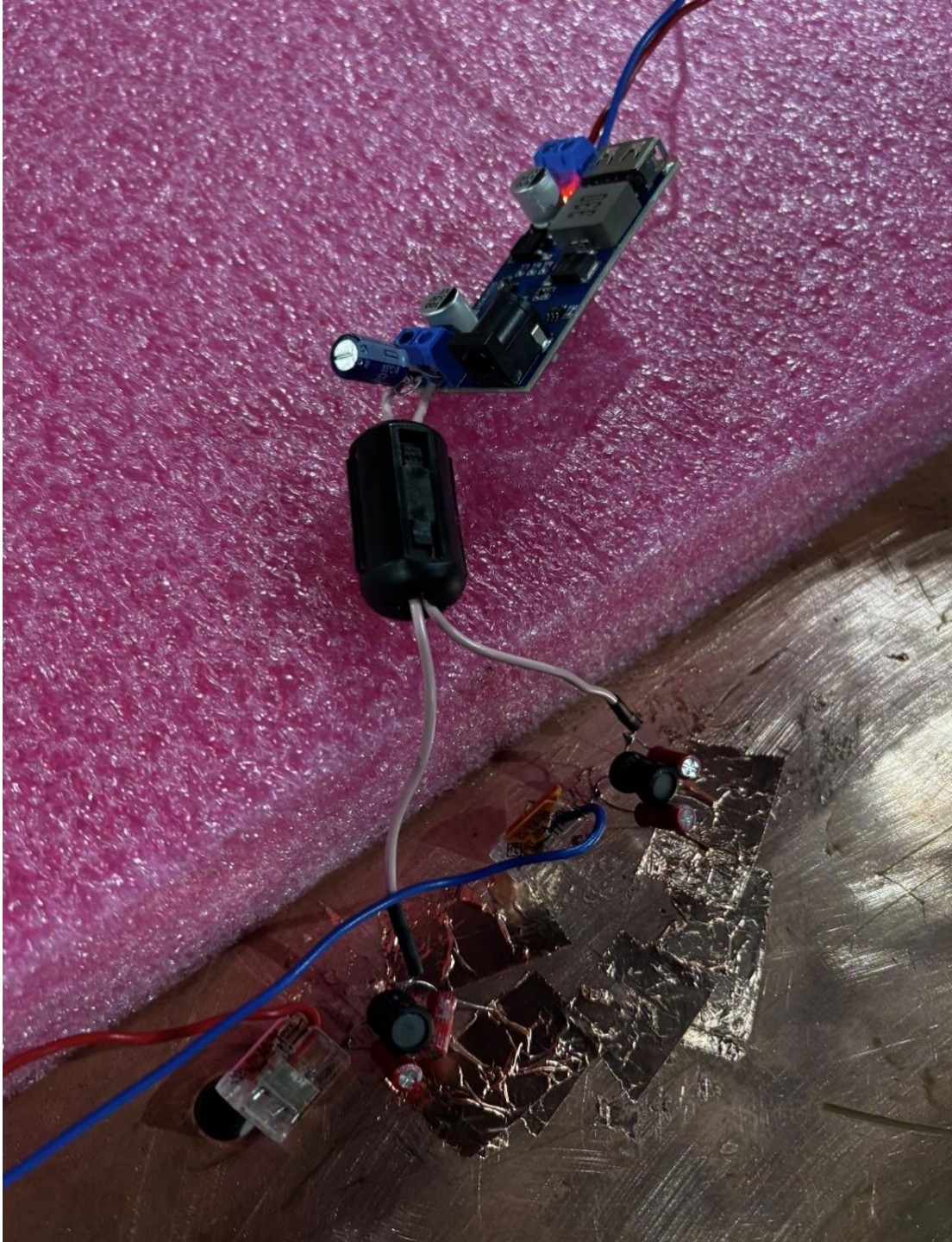
Figur C9. Ledningsbunden emission i minussidan vid 5 Ω belastning.



Figur C10. Ledningsbunden emission i plussidan vid 5 Ω belastning.



Figur C11. Ledningsbunden emission i minussidan vid 70 Ω belastning.



Figur C12. Ferritpärla ansluten vid omvandlarens ingång i kombination med π -filter samt 330 μF ingångskondensator.

Bilaga D – Verkningsgrad för övriga laster

Tabell D1: Verkningsgrad vid 5 Ω belastning med och utan filterlösningar

Last: 5 Ω	Pin [W]	Put [W]	Verkningsgrad [%]
Utan filter	5.97	4.79	80.2
Med 320 μ F ingångskondensator	5.97	5.70	78.7
π -filter	6.06	4.76	78.6
π -filter med 320 μ F ingångskondensator	5.94	4.95	83.3
π -filter med 1 Ω dämpande resistor			Saknas
π -filter med RC-filter			Saknas
CM-filter	6.20	4.81	77.6
DM-filter	6.07	4.88	80.4
CM + DM-filter:			Saknas

Tabell D2: Verkningsgrad vid 70 Ω belastning med och utan filterlösningar

Last: 70 Ω	Pin [W]	Put [W]	Verkningsgrad [%]
Utan filter	0.53	0.34	64.2
Med 320 μ F ingångskondensator	0.51	0.31	61.4
π -filter	0.53	0.35	65.3
π -filter med 320 μ F ingångskondensator	0.51	0.33	65.5
π -filter med 1 Ω dämpande resistor	0.53	0.35	65.3
π -filter med RC- filter	0.53	0.35	65.3
CM-filter	0.52	0.35	66.5
DM-filter	0.53	0.35	65.3
CM + DM-filter:	0.53	0.35	65.3

INSTITUTIONEN FÖR RYMD-, GEO- OCH MILJÖVETENSKAP
CHALMERS TEKNISKA HÖGSKOLA
Göteborg, Sverige 2025
www.chalmers.se



CHALMERS